IEEE
URUGUAY

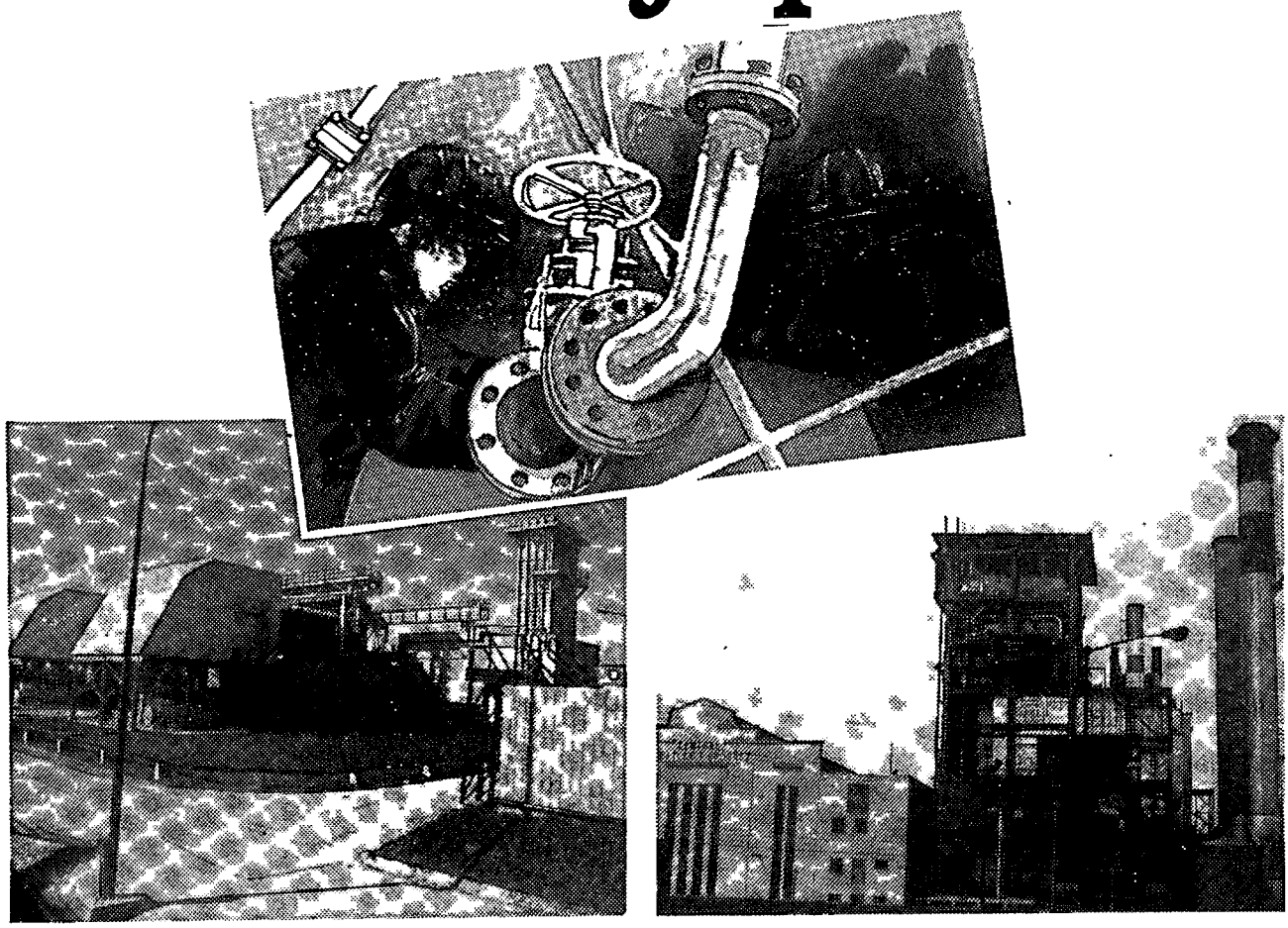
Capítulo de Potencia e Instrumentación y Medida

III ENCUENTRO DE
POTENCIA, INSTRUMENTACION Y MEDIDAS

anales

Montevideo, Setiembre de 1993

Calidad de vida. UTE trabaja por ella.



Muchos años han pasado.
Pero, la Represa Dr. Gabriel Terra se convirtió
en una de las más grandes obras para el país. Por UTE, claro.
Ahora, con el siglo XXI muy cerca,
la Dirección de UTE se adelanta al tiempo.
Incorpora **"el gas natural"** -como combustible
para la generación de sus Usinas Térmicas-
y posibilita su consumo nacional.
Es asegurar energía, desarrollo, mejor calidad de vida.
Es penetrar ya en el otro siglo encontrándonos preparados.
Por ello, **los años del futuro están en buenas manos.**

UTE

Preparados para el futuro.

SON AÑOS ...

Aquel viejo garage de Palo Alto fue el comienzo. Allí nació el primer generador de audio.
Desde entonces, los instrumentos HEWLETT-PACKARD son sinónimo de excelencia en actividades como la investigación, la industria o la educación.

Cuente con todo el respaldo de CONATEL para la línea No.1 en instrumentación y medida.

HEWLETT PACKARD

CONATEL

Ejido 1690 / Tel.: 92 16 86 / Fax: 92 06 60 / Montevideo

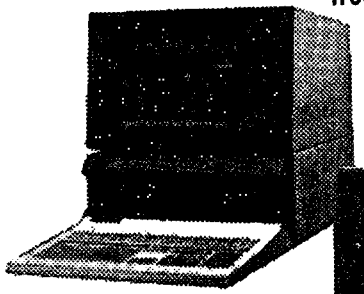
ISAI S.R.L.

Instrumentación y Sistemas de Automatización Industrial

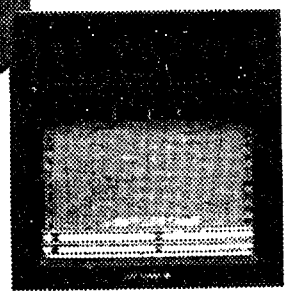
Una empresa de ingenieros que desde hace 6 años está realizando importantes proyectos y suministros de automatización en todo el Uruguay. Los excelentes resultados obtenidos son consecuencia de la especialización de sus ingenieros y la calidad de los productos ofrecidos:

YOKOGAWA

Control de Procesos. Instrumentación Industrial, Test y Mediciones Eléctricas. Transductores de potencia, frecuencia, cos φ, tap, etc.



SISTEMA DE CONTROL DISTRIBUIDO μXL



REGISTRADORES PROGRAMABLES

YASKAWA

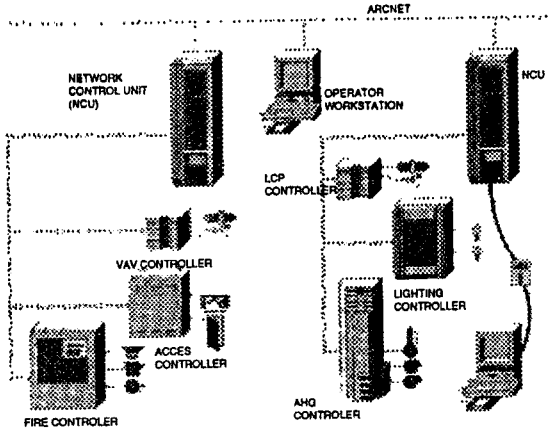
Variadores de frecuencia, servomotores, PLC, Robots

VARIADORES DE FRECUENCIA DE 0,5 A 400 HP

JOHNSON CONTROLS

Instrumentación y Control para Edificios Inteligentes

METASYS NETWORK CONFIGURATION



Lorenzo Carnelli 1218 Montevideo. Tel/Fax: 422514

Markel®
INGENIEROS
BERIA S. A.

* Instrumentación Industrial
* Montajes y Supervisión de Obra en el Uruguay y en el Exterior.
* Armado de electrónica Profesional para Terceros.
* Traducción y Edición de Manuales Técnicos.

Representantes de :

ALTUS - Controladores Lógicos Programables
Edificios Inteligentes.

DIESSEL - Medición de Caudal de Calidad Sanitaria.

DHACEL – Indicadores y Controladores de Temperatura.

HAYASHI DENKO - Sensores de Temperatura.

MOORE - Instrumentación Industrial y Control Distribuido.

NOVUS - Indicadores, Controladores y Registradores.

VEGA - Medición de Nivel de Líquidos y Sólidos.

WILLETT - Sistemas de Marcación.

Distribuidores:

SIGNET - Medición de Caudal.

SYRELEC - Temporizadores, Controladores y Contadores.

BARTOLITO MITRE 2663
MONTEVIDEO 11300
URUGUAY

TEL. 5982 - 78 64 27 / 77 35 63
FAX: 5982 - 797947

INDICE

La automatización del goniofotómetro del IIE: un diseño industrial de bajo costo. Claudio Misail, Jorge Suárez, André Fonseca..... 1

Updating an old NMR spectrometer using an IBM PC computer through the RS-232-C communication standard. G. Moyna, L. Mussio..... 10

Sistema de medida de potencia y factor de potencia basado en voltímetro de verdadero valor eficaz. Pablo Braga, Daniel Slomovitz, Carlos Faverio..... 12

SIMENERG: una herramienta para diseñar sistemas autónomos de energía eléctrica. Ruben Chaer, Raúl Zeballos..... 16

Desarrollo de un divisor patrón para medida de impulso en alta tensión. Daniel Slomovitz, Jorge Fernández..... 21

Estudio sobre protección de defectos a tierra en la red de 6 kV del departamento de Montevideo. Osvaldo Borrat..... 25

Accionamiento de contactores con fuentes de continua de alta impedancia. Gonzalo Casaravilla..... 37

Mantenimiento de los patrones nacionales de voltaje, resistencia y temperatura. C. Santo, L. Mussio, P. Constantino..... 44

Protecciones en líneas aéreas de baja tensión. Francisco Gari..... 51

Método de compensación generalizado para la representación de inductancias y resistencias no lineales en estudios de transitorios electromagnéticos. G. Calzolari, C. Saldaña..... 60

Medidor de factor de potencia de alta precisión. Daniel Slomovitz..... 68

Implementation of Fourier Transform Rapid Scan NMR spectroscopy techniques in continuous wave NMR spectrometers. G. Moyna, J. Cernadas, L. Mussio, G. Hernández..... 73

Ensayos de transformadores de medida de alta tensión para el diagnóstico de fallas. Jorge Fernández, Daniel Slomovitz..... 75

LA AUTOMATIZACIÓN DEL GONIOFOTOMETRO DEL IIE: UN DISEÑO INDUSTRIAL DE BAJO COSTO.

Claudio Misail, Ing.
Jorge Suárez, Ing.
André Fonseca

FACULTAD DE INGENIERÍA
UNIVERSIDAD MAYOR DE LA REPÚBLICA ORIENTAL DEL URUGUAY

E-mail : andre315@iie.edu.uy

RESUMEN

Este trabajo describe la automatización del goniofotómetro existente en el Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Mayor de la República Oriental del Uruguay, realizado como trabajo de graduación.

Se detallará los cambios estructurales realizados y el soporte electrónico utilizado, con la correspondiente descripción de su hardware y de su software, especialmente diseñados para tener como controlador central una computadora IBM XT compatible, con una tarjeta de expansión de puertos y una tarjeta de conversión analógico-digital.

ABSTRACT

This paper describes the automation of a goniophotometer placed at the "Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Mayor de la República Oriental del Uruguay". This was a final grade work.

It shows the estructural changes and the electronic support used, with the hardware and software description, both designed to have an IBM XT computer as the process controller, with a port expantion and an A/D converter card.

INTRODUCCIÓN

A lo largo de los años, el Instituto de Ingeniería Eléctrica viene aportando una serie de servicios, entre los cuales se encuentran los ensayos de iluminación. Para la realización de tal tarea, el Instituto cuenta con un laboratorio de fotometría que posee como principales equipos de ensayo una "Esfera Integradora de Ulbricht", para la medición del flujo luminoso total, y un "Goniofotómetro" con la facilidad de girar la fuente luminosa. Basados en estos equipos se obtienen como resultado de los ensayos el diagrama de intensidad luminosa, el flujo luminoso total y el rendimiento del artefacto.

El goniofotómetro existente en el Instituto es, por sus características de construcción, del tipo 2 (según la "COMMISSION INTERNATIONALE DE L'ECLAIRAGE" [1]). En la **figura 1** se ilustra este tipo de montaje.

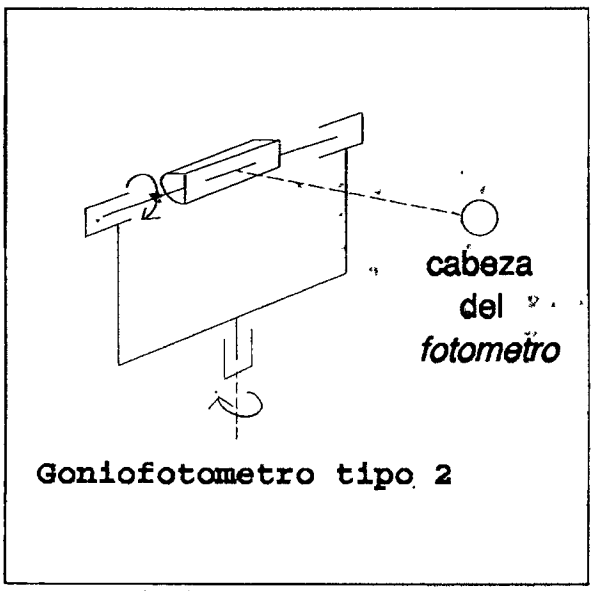


Figura 1 - Goniofotómetro existente en el I.I.E.

Los ensayos con el goniofotómetro consisten en posicionar la luminaria a ensayar en soportes con ejes de giro vertical y horizontal, y a una distancia fija de una fotocélula, de tal forma que los rayos a medir incidan perpendicularmente sobre ésta. Cumpliéndose los requerimientos de la distancia mínima entre ellos en relación a las dimensiones del artefacto, la fuente luminosa se considera como puntual. Se toman las mediciones del luxímetro en distintas posiciones de la luminaria, en un entorno de -90° y +90°, para ambos ángulos de giro, en pasos de 10°. Los datos relevados son introducidos en una planilla, en formá de matriz, de dimensiones 19 x 19, y posteriormente son procesados por la fórmula

$$\text{bujías} = [\text{ medida en lux }] \times \text{dist}^2$$

donde "dist" representa la distancia entre el punto considerado como fuente luminosa y la cabeza del fotómetro. Con los datos procesados se puede trazar el diagrama de intensidad luminosa, así como otras curvas de utilidad en proyectos lumínicos como las curvas isolux.

Hasta el momento del desarrollo de este proyecto, los ensayos con él goniofotómetro se venían realizando en forma manual. Dadas las condiciones en que se concretaban estos ensayos, aunque realizados con extremo cuidado, introducían sensibles errores en el posicionamiento de la luminaria, así como también en la

lectura de la medida. Además, la duración de un ensayo se prolongaba por más de cuatro ó cinco horas, tarea que hacía imposible la repetición del relevamiento de varias curvas para comparación.

Para superar estas dificultades se propuso la automatización del goniofotómetro. Para esto seria necesario: 1) el posicionamiento automático del goniofotómetro, así como la lectura de las medidas y el control de todo el sistema en base a un sistema programable, y 2) la utilización de una fuente regulada para cumplir las condiciones requeridas de la tensión mientras se efectúa el ensayo.

El objetivo de este proyecto es la implementación de un sistema automático que cumpla el punto 1) de lo mencionado anteriormente. Esto implica la automatización del posicionamiento y la adquisición de los datos.

Para la realización de este proyecto se contó con el trabajo de tres estudiantes de Ingeniería Eléctrica, el apoyo y orientación de un docente, el Prof. Ing. Rafael Canetti, y el aporte de ideas y soluciones de los funcionarios del taller mecánico del Instituto (los señores Carlos Peña, Nelson Ventura, Roberto Rodriguez y Sergio Beheregaray). El proyecto fue totalmente desarrollado en el Instituto de Ingeniería Eléctrica y contó con el apoyo económico del mismo (con un presupuesto asignado de U$ 1500 americanos) por intermedio de un convenio firmado entre el Instituto y la Intendencia Municipal de Montevideo.

DESCRIPCIÓN GENERAL

Para la implementación del Goniofotómetro se dividió la automatización en dos partes : por un lado el movimiento de la luminaria, y por otro la adquisición de la medida desde el luxímetro Los dos procesos automatizados se llevan a cabo en forma coordinada, siendo ambos comandados y controlados desde un mismo computador PC-XT compatible IBM, como se puede apreciar en la **figura 2**.

La automatización del movimiento del artefacto implicó la elaboración de un sistema mecánico de precisión para el soporte de las luminarias, y a su vez la realización del hardware y software para el comando de los motores utilizados y el control del sistema.

Para la adquisición de la medida se utilizó la salida analógica del luxímetro, la cual es amplificada y filtrada para luego ser convertida a una señal digital a los efectos de su almacenamiento y posterior procesado en el PC.

El software de aplicación desarrollado para el computador fue realizado en lenguaje Pascal, integrando en un mismo paquete los programas de control del movimiento de la luminaria y de adquisición de datos del luxímetro, y contiene una interfase con el usuario con menúes despleglabes para el fácil manejo del equipo. Mientras es requerida la interacción con el usuario, éste es guiado por el programa que le indica a cada momento cual es la acción necesaria.

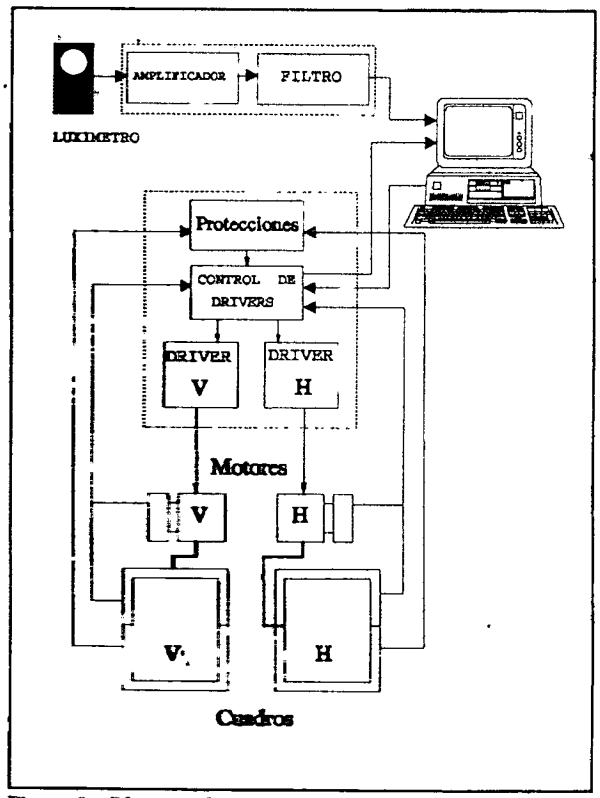


Figura 2 - Diagrama de la automatización

MOVIMIENTO DE LA LUMINARIA

Diseño mecánico

En la realización de este proyecto fueron muy importantes las modificaciones que debieron llevarse a cabo en el Goniofotómetro para la automatización del movimiento de una estructura mecánica de grandes dimensiones y con una alta precisión. Se debieron realizar trabajos orientados a mejorar, en diferentes aspectos, los soportes y su instalación, a los efectos de lograr una instalación acorde a las exigencias del proyecto.

El soporte de eje vertical consta de un marco de hierro "U" (normal de 6 cm.),de 210 cm de alto por 99,5 cm de ancho. Tiene en los puntos medios de sus caras superior e inferior dos ejes solidarios a él los cuales guían su movimiento de eje vertical.

El soporte del movimiento de eje horizontal también es un marco de hierro "U" (normal de 6 cm.). Tiene una altura de 182,5 cm y un ancho de 90,5 cm. Se encuentra inscripto dentro del otro marco y se apoya sobre éste para lograr su movimiento de rotación horizontal. Los ejes de giro están ubicados sobre las caras laterales y están montados sobre rulemanes afirmados al marco exterior, que le permiten un movimiento de rotación más libre. Los ejes de rotación no están ubicados a la altura del centro de las caras laterales, sino que se ubican más arriba que éste (a 122 cm de su cara inferior).

Los principales cambios estructurales implementados en la estructura de los soportes fueron:

Implementación de un punto fijo en el espacio. Se trasladó el eje de rotación vertical de tal forma que se intersecte con el eje de rotación horizontal. Así, los dos ejes de rotación pertenecen a un mismo plano y su intersección determina un punto fijo en el espacio.

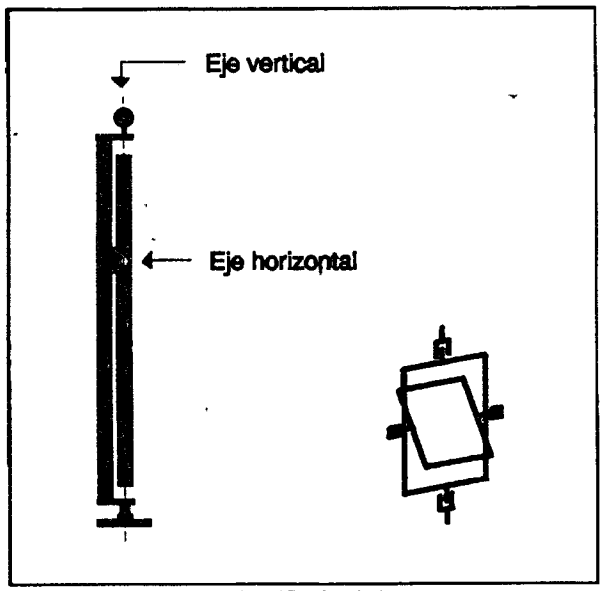


Figura 3 - Vista lateral (simplificada) de la nueva estructura

Se diseñaron dos nuevas piezas, una en la parte superior del soporte exterior y otra en la inferior que desplazan el eje de rotación vertical hacia el plano al que pertenece el otro soporte (soporte de eje horizontal o soporte interior).

Ampliación del rango de medición. Debido a la ubicación de los soportes en el interior de la sala del laboratorio no se lograba una resolución completa para el movimiento de vertical. Con la traslación de su eje se solucionó este problema.

Perfeccionado de la fricción. A las nuevas piezas construidas para el soporte exterior fueron acoplados rulemanes, posibilitando un giro más libre de los soportes.

Mejoras al balanceo de la estructura. A través de dos sistemas de pesas se logra el equilibrio del soporte en sus posiciones horizontal y vertical, garantizando así su equilibrio para cualquier posición de ensayo.

Mejoras a la rigidez de la estructura. Se cerró el soporte de eje horizontal por su parte superior a través de una "U" y una plancha de hierro, que a su vez forman parte del sistema de balanceo de la estructura. También se soldaron piezas de hierro en los vértices de cada soporte.

La estructura proyectada para facilitar el control del movimiento de los soportes desde los motores es similar para ambos soportes. Para el soporte de eje vertical (horizontal) se utilizó un reductor del tipo sinfín-corona con una reducción de 1:12 (1:70). En ambas estructuras tenemos dos acoples: entre el soporte y la corona del reductor, y entre el motor y el sinfín del reductor. El primero es una pieza especialmente diseñada y torneada (una para cada soporte), que fija los ejes del soporte y de la corona a través de prisioneros. En esta misma pieza se instaló un disco de levas (ver "Protecciones") para activar las protecciones al movimiento. El acople entre el motor y el sinfín del reductor es un manchón de goma que elimina posibles desalineamientos entre sus ejes. Este manchón también tiene un prisionero al eje del sinfín, y otro al eje del motor. La fijación de ambos mecanismos fue realizada utilizando planchas de hierro como base.

La estructura final y los detalles de los mecanismos para los movimientos de los ejes pueden ser apreciados en las **figuras 4, 5 y 6.**

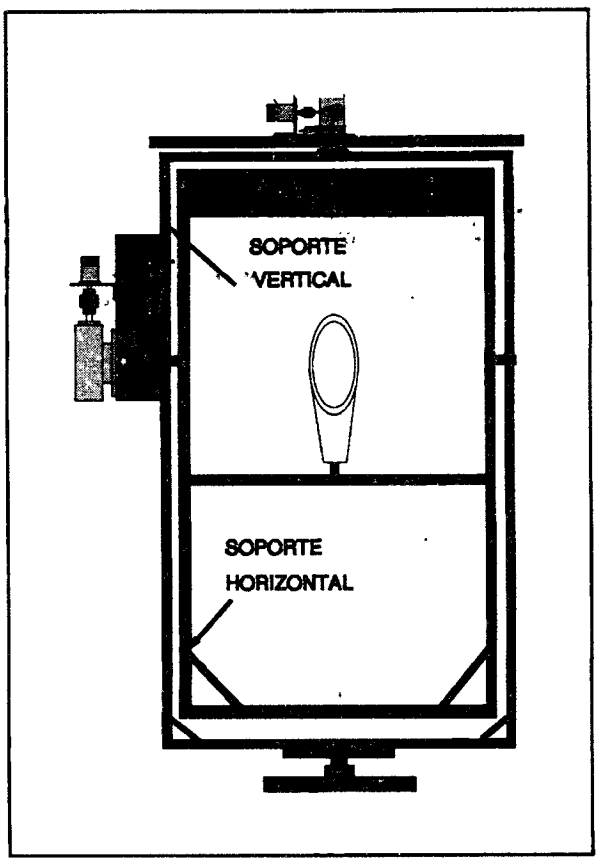


Figura 4 - Vista frontal de la nueva estructura

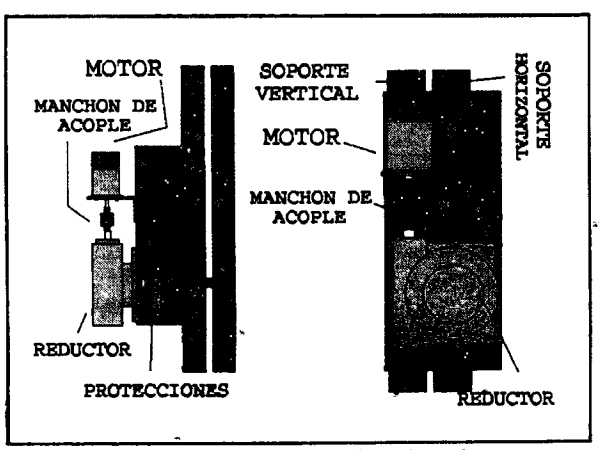


Figura 5 - Detalle del mecanismo del eje horizontal

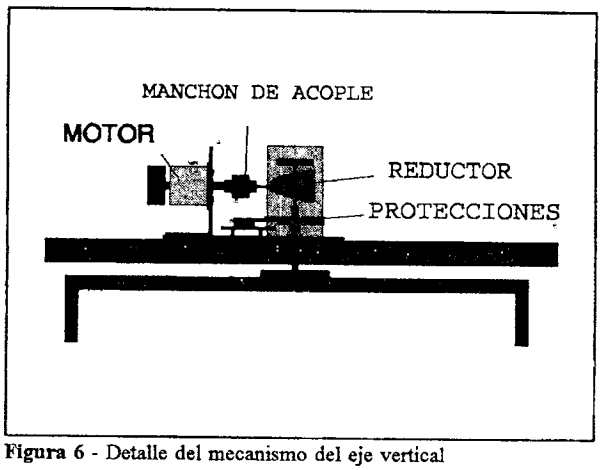


Figura 6 - Detalle del mecanismo del eje vertical

Protecciones

Debido a las dimensiones de los soportes es necesario protegerlos contra movimientos no permitidos que ocasionen daños a la instalación. En nuestro caso se han dispuesto protecciones a dos niveles, una a nivel de software y otra a nivel de hardware. Se trata de microswitches ubicados de tal forma que son accionados por levas solidarias a los ejes de rotación, cuando éstos alcanzan determinados ángulos extremos de giro. Para ambos soportes se implemento el mismo sistema. En la **figura 7** se puede ver la disposición de los microswitches sobre uno de los ejes de rotación.

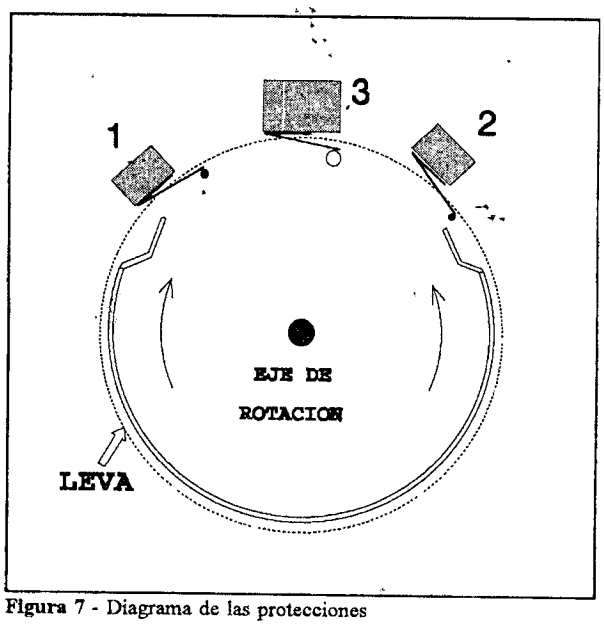


Figura 7 - Diagrama de las protecciones

Como se puede apreciar, son un total de tres interruptores, y una única leva. Esta leva se encontrará primero con el interruptor **1** (ó **2**) según el sentido de giro del soporte. El primer microswitch que sea accionado por la leva generará una señal hacia el control (protección de software). Esta señal llega hasta la placa **PCD** (ver "Driver") por un cable multipar que lleva también las realimentaciones, y luego será leída por la computadora que tomará las medidas correspondientes. En el caso de fallar la protección de software, actuará el segundo microswitch (para ambos sentidos de giro se trata del interruptor número **3**), éste cortará la alimentación de corriente a los motores, interrumpiendo el ensayo (protección de hardware). Esto lo hace a través de un relé instalado en la placa de control de alimentación.

Motores utilizados

Al tratarse de una automatización que apunta a tener todo controlado a través de un computador resulta ventajoso el uso de motores de paso, ya que se adaptan perfectamente a un control de este tipo. Las principales características de este tipo de motores son: error de posición no acumulativo, responden a señales de entrada digitales, son mecánicamente simples, están libres de contaminantes, pueden ser repetidamente detenidos sin sufrir daño, son generalmente robustos y durables, y además posibilitan una gran variedad de estrategias de control.

Los motores paso a paso que se instalaron en este proyecto son idénticos entre sí, siendo ambos del tipo híbrido. Son motores cuyos estatores están cableados con bobinados de cuatro fases unifilares (denominadas A, B, C y D), y tienen dieciocho polos.

Sus principales características son:

Resolución: 144 pasos por revolución (2,5 grados por paso).

Precisión: Aproximadamente de un 5% (peor caso), que en 2,5° representa 0,125°. El error que introduce es no acumulativo.

Solidario al eje de cada motor existe un disco ranurado con cuatro optoacopladores distribuidos en 3 hileras de ranuras (144 ranuras, 120 ranuras y 12 ranuras). En la **figura 8** vemos la disposición del encoder.

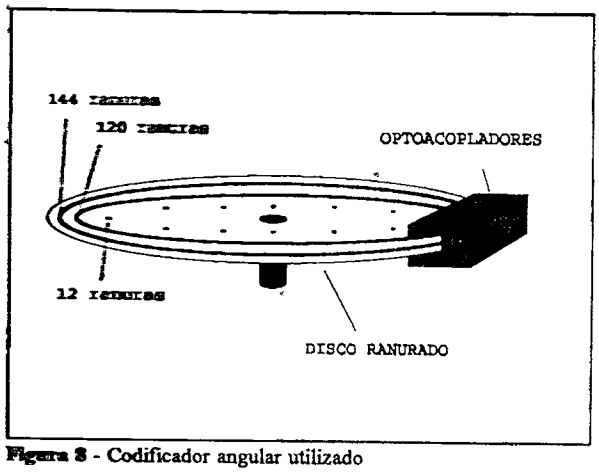


Figura 8 - Codificador angular utilizado

Las señales de los cuatro optos que llegan hasta el control fueron individualizadas según el color de sus cables (marrón, gris, celeste y naranja). En lo que sigue de este artículo se referirá a estas señales (así como a los optos correspondientes) de acuerdo a la convención de nombres mencionada.

Los optos marrón y gris trabajan sobre la hilera de 144 ranuras (una a cada paso del motor) de tal forma que generan señales en cuadratura. El opto celeste actúa sobre la hilera de 120 ranuras y el opto naranja sobre la hilera de 12 ranuras. La ubicación de los optos con respecto al disco ranurado es ajustable a través de un sistema mecánico de precisión. El circuito del encoder

tiene disparadores Schmitt (diseñados con un LM339) como etapa de salida, lo que contribuye para filtrar las señales entregadas por los optoacopladores y posibilita una mayor carga a la salida.

Por último cabe resaltar el hecho de que los motores de paso utilizados en este proyecto fueron adquiridos en plaza a muy bajo costo.

Driver

Es la parte del equipo encargado de tomar las señales de control del computador y adaptarlas a los requerimientos de corriente y tensión necesarios para el motor. Éste fue diseñado para ser controlado en forma digital y se tomó como criterio la máxima protección del motor.

El módulo del driver está compuesto por los siguientes elementos:

Plaquetas Driver: controlan la alimentación de los bobinados de los motores. Existe una plaqueta para cada motor. Cada fase del motor es excitada por medio de una fuente de corriente, implementada utilizando un amplificador operacional teniendo como entradas una tensión de referencia (Vref) y la caída de tensión ocasionada por la corriente a controlar sobre una resistencia de sensado de 5 watt (R5w). Debido a la alta ganancia del operacional el voltaje Vr sobre la resistencia R5w (0,1Ω) será igual a Vref (0,47V), ocasionando una corriente constante de 4,7A por el devanado del motor.

El control de la excitación es implementado a través de un transistor (Q1A) que trabaja en corte y saturación dependiendo de la señal de entrada (enviada desde la placa **PCD**). Al haber un pull-up (conectado a la fuente de alimentación de potencia) a la entrada de la base de Q1A se asegura que si no existe conexión con la plaqueta PCD, Q1A se encontrará saturado, cortando así el Darlington de potencia.

Al circuito se le agrega un polo dominante para evitar oscilaciones. Este polo determina la frecuencia máxima a la que puede trabajar el driver (1KHz). También se agregó un circuito lógico capaz de detectar el buen funcionamiento del transistor de potencia.

Teniendo en cuenta que el motor utilizado posee cuatro fases, A,B,C,D, de las cuales las fases A y C al igual que las fases B y D no estarán simultáneamente exitadas, se aprovecha la misma resistencia de realimentación de corriente (R5w) para las fases A y C, y otra para las fases B y D. De esta forma la plaqueta queda dividida en dos partes iguales una correspondiente a las fases A y C, y otra para las fases B y D.
Cada una de estas partes posee un fusible de 6 Amp. Se agrega una resistencia de 2K7 que lleva esta señal del estado del fusible a la plaqueta **PCD**.

Plaqueta de Control del Driver (PCD): contiene la lógica para tratar las señales enviadas del computador en forma adecuada para luego entregarlas a la plaqueta driver. A su vez toma señales de ésta última e informa al computador del buen funcionamiento del driver en su conjunto. Ingresan a la plaqueta también, las señales que provienen de los codificadores angulares de los motores para luego llegar al computador y que este tenga conocimiento de la posición del eje de los motores.

El control desde el computador se realiza por medio de una tarjeta de múltiple entrada-salida (utiliza un integrado de expansión de puertos programable 8255), la cual es programada para tener un byte de salida y dos bytes de entrada. Es a través del byte de salida que el computador informa al módulo del driver que fase y que motor exitar. La parte baja de este byte es reservado para el control del motor horizontal, y la parte alta para el motor vertical. A su vez, en el conjunto de cuatro bits de cada motor el bit más significativo es utilizado para el control global del motor, es decir si este bit está bajo, ninguna de las fases del motor podrá ser excitada. Los restantes tres bits informan al módulo del driver qué fase, o fases en caso de ser dos, excitar. La codifiçación utilizada se detalla a continuación:

0 X X X	Ninguna fase exitada
1 0 0 0	Fase A
1 0 0 1	Fases A y B
1 0 1 0	Fase B
1 0 1 1	Fases B y C
1 1 0 0	Fase C
1 1 0 1	Fase C y D
1 1 1 0	Fase D
1 1 1 1	Fases D y A

Este byte recibido por la plaqueta de control del driver es pasado por un buffer con histéresis para brindar una mejor inmunidad al ruido del equipo y luego, tanto la parte alta como la parte baja ingresan a la lógica necesaria para la decodificación. Esta forma de control evita que las fases A y C (ó las fases B y D) sean excitadas simultáneamente.

La plaqueta contiene un regulador de gran estabilidad, **MC1403**, de 2.5 voltios que alimenta el divisor resistivo que proporciona el voltaje de referencia Vref.

Existe también en la plaqueta un buffer de ocho bits al cual ingresan las realimentaciones de los motores,es decir los datos obtenidos del codificador angular de cada uno de los motores y luego se envían al computador para ser procesados.

La plaqueta PCD es capaz de analizar el estado del driver y anunciar su comportamiento al computador. Esto lo hace a través de tres circuitos: un circuito de detección de fusible roto que testea el estado de cada uno de los cuatro fusibles, un circuito de control de la fuente de alimentación que informa al control central (PC) si la fuente de potencia se encuentra en el rango de trabajo, y un circuito de detección de falla de transistor que informa sobre fallas en los transistores de potencia.

Existen otras señales que ingresan a la plaqueta y también son "buffereadas" antes de ingresar al computador. Estas señales son las protecciones de software, **Prot H IN** y **Prot V IN**, que indican al programa central del computador que alguno de los

soportes están alcanzando posiciones límites para que el programa tome las precauciones necesarias en el movimiento del mismo.

Otra señal que es enviada al computador es la denominada **Válido IN** que indica si la tensión de alimentación de la luminaria cumple con los requerimientos que exigen las normas. Se ha reservado una línea de entrada al computador, **libre**, para ser utilizada posteriormente.

A continuación se detallan los bytes que contienen todas las señales descritas anteriormente y las direcciones en las cuales pueden ser leídas en el computador.

Byte de Realimentación de los Motores:

B7 - Opto Naranja Motor Vertical
B6 - Opto Celeste Motor Vertical
B5 - Opto Gris Motor Vertical
B4 - Opto Marrón Motor Vertical
B3 - Opto Naranja Motor Horizontal
B2 - Opto Celeste Motor Horizontal
B1 - Opto Gris Motor Horizontal
B0 - Opto Marrón Motor Horizontal

Byte de Status del Driver:

B7 - Protección de Software eje Horizontal
B6 - Protección de Software eje Vertical
B5 - Bit libre
B4 - Ensayo Válido
B3 - Problema en Driver Vertical
B2 - Problema en Driver Horizontal
B1 - Problema en 5 voltios de Potencia
B0 - Fusible Roto

Plaqueta de Control de Alimentación de Potencia: en esta placa es controlado el suministro de energía a las plaquetas driver para evitar que los cuadros lleguen a posiciones no permitidas.

Los 5 voltios de potencia pasan por el contacto normalmente abierto de un relé y luego llegan, a través de los conectores y del panel trasero de la caja del driver, a las plaquetas **Driver**. La corriente por la bobina del relé circula a través de los interruptores de fin de carrera (interruptores **3**, ver "Protecciones") de modo que si alguno de ellos es abierto por algún cuadro, el relé cortará el suministro de energía a las plaquetas driver (protección de hardware).

El módulo del driver presenta una llave en su frente que también interrumpe la corriente por la bobina del relé permitiendo de esta forma cortar la energía a las plaquetas drivers sin necesidad de apagar el equipo.

Fuente de Alimentación: suministra los 5 Voltios / 20 Amp. y 12 Voltios / 1 Amp requeridos para la alimentación del driver. Es una fuente conmutada adquirida en plaza con las salidas necesarias para el funcionamiento del módulo driver que además posee otras salidas que pueden ser útiles en un futuro.

Control del posicionamiento

El programa cuenta con tres bibliotecas para el control del posicionamiento en tres niveles bien diferenciados:

MultiIO.Pas: contiene los procedimientos que permiten el manejo de la tarjeta de entrada-salida. Corresponde a las rutinas de nivel más bajo.

Motores.Pas: es el nivel intermedio. Se encarga del correcto movimiento de los motores en la búsqueda de los ángulos solicitados por el nivel superior. Para esto utiliza la biblioteca MultiIO.Pas.

El control del movimiento de los soportes es basado en el control del movimiento de los motores, debido a la realización mecánica del aparato. Esta biblioteca puede dividirse en dos partes básicas : control del ángulo de los soportes y control del movimiento específico de los motores paso por paso.

En caso de un posible error en posicionamiento debido a una pérdida de paso en los motores (ocasionado por distintos motivos), es implementada en este nivel una rutina de corrección. En caso de repetición de la falla devuelve el control al nivel superior enviando a este un código de error.

También en este nivel se guarda la información del status de los motores (posición actual, tipo de excitación, fase excitada, etc...). Los microswitches utilizados para la protección por software (ver "Protecciones") son empleados como referencias espaciales absolutas, posibilitando al operador indicar una posición espacial de los soportes como un origen relativo (ambos ángulos de giro considerados como cero). Los ángulos de giro de los soportes serán relativos a esta posición.

Cabe resaltar que las rutinas de posicionamiento implementadas en esta biblioteca fueron implementadas de tal forma a posicionar los soportes utilizando siempre el mismo sentido de giro (antihorario) con el fin de reducir los errores debidos al juego existentes en los reductores.

Ensayo.Pas: es el nivel más alto. Se encarga de la realización de los ensayos, informando al nivel inmediato inferior la posición deseada.

Existen tres rutinas principales implementadas en este nivel: ensayo normal, ensayo manual, y calibración del Goniofotómetro.

En un ensayo normal el operador informa los ángulos límites de medición y el intervalo angular para la ubicación de cada soporte. Con estos datos el equipo empieza recorrer la matriz de posiciones espaciales requerida realizando una medición para cada punto.

En un ensayo manual el programa pide al operador una posición espacial para realizar la medición. Después de informado ubica los soportes en los ángulos correspondientes y realiza la medida. Este proceso es repetido hasta que el operador envíe una orden de salir.

También existe implementada una rutina de calibración del goniofotómetro. Esto facilita la operación de puesta a punto del equipo en caso de ser necesario trabajar en la parte mecánica del mismo.

Errores en el posicionamiento

Los errores que se presentan en los movimientos de los soportes provienen de tres factores principalmente:

a. resolución del motor en el eje final del movimiento.
b. errores introducidos por el manchón de acople entre el eje del motor y el reductor de velocidad.
c. error debido al juego entre el sinfín y la corona del reductor.
d. errores de construcción en las piezas que constituyen el reductor.

El error introducido por **a, b y d**, disminuyen a medida que aumenta la relación de reducción del sistema utilizado. No pasa lo mismo con **c**., ya que se trata de una característica propia del reductor. A través del mecanismo de control descrito se posiciona el soporte moviendo el motor siempre en determinado sentido, disminuyendo así los error debidos a **b** y **c**.

En la práctica se ha observado:

error vertical máximo = ± 0,3°
error horizontal máximo = ±0,15°.

ADQUISICIÓN DE LA MEDIDA

Luxímetro

Como instrumento de medida lumínica fue utilizado en este proyecto un luxímetro modelo **HIOKI 3422**. Las principales características técnicas del mismo son:

. Posee tres rangos de operación (20, 200 y 2000 luxes) permitiendo la medida de niveles lumínicos desde muy baja resolución, hasta muy altos niveles.
. Medida corregida para una eficiente evaluación espectral. Los factores de corrección no necesitan ser introducidos para fuentes luminosas no patrones.
. Salida analógica en el rango de 0 a 200 mV.
. Posibilidad de ajuste de cero (debe ser efectuado en cada cambio de escala con la fotocélula tapada).
. Precisión : ± 0.5% a fondo de escala
. Característica térmica ± 0.1%/°C
. Fotosensor con célula de selenio
. Tensión de alimentación 6 volt D.C.
. Consumo 40 mA.

Amplificador y filtro

El propósito de esta etapa es el de elevar el nivel de continua de la señal analógica (entre 0 y 200 mV) del luxímetro, que contiene armónicos de 50 Hz que deben ser filtrados, para su entrada en la tarjeta conversora analógico/digital con un rango de entrada entre 0 y 6,5 V.

En la **figuras 9 y 10** se puede apreciar los circuitos del amplificador y del filtro.

Se implementó el amplificador con el operacional OP-07 de ultra bajo offset para minimizar errores. Se trata de un amplificador no inversor para lograr una alta impedancia de entrada y ganancia ajustable a través del preset P1. Aunque el offset de este operacional es muy bajo (hasta 75 μV) se dispone de un preset P2 para el ajuste a cero del mismo. El filtro es del tipo Butterworth de 2° orden que se realizó utilizando también en esta etapa un operacional OP-07 (**Ref. [10]**). Para eliminar los armónicos de 50 Hz diseñamos el filtro de forma de tener un polo doble a 1 Hz. De esta forma la componente de 50 Hz sufrirá una atenuación con respecto a la componente de continua de 4x10E-4, y la componente de 100 Hz de 1x10E-4. Al cabo de 2 segundos el error porcentual del filtro es de 4,73x10E-3.

A la salida se coloca un diodo zener de 7,5 V a los efectos de proteger la tarjeta conversora contra voltajes elevados a la entrada.

Se implementaron dos fuentes independientes una para el amplificador y filtro, y otra para alimentar el luxímetro.

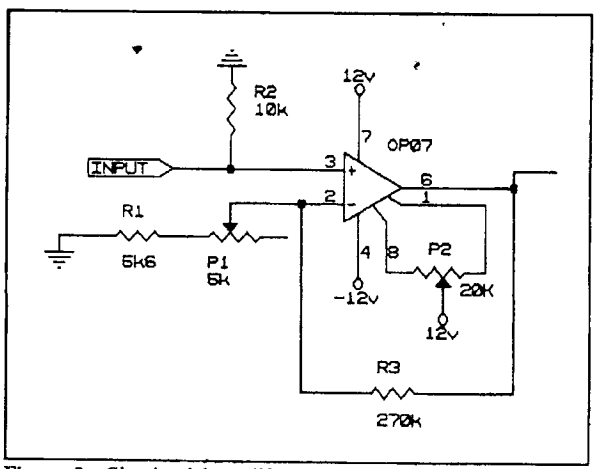


Figura 9 - Circuito del amplificador

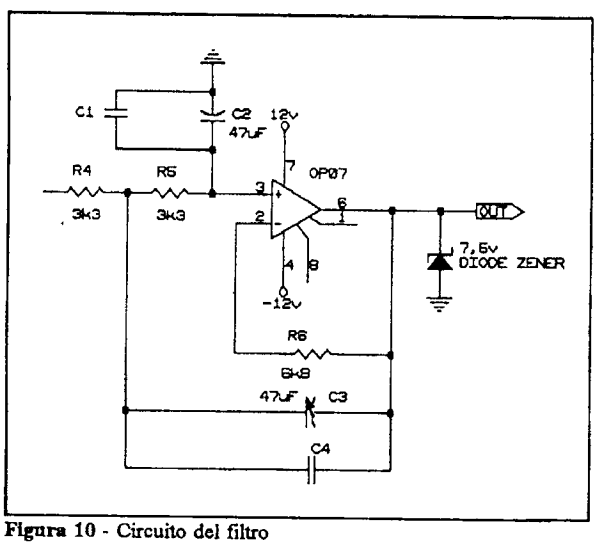


Figura 10 - Circuito del filtro

Conversión A/D

Para el propósito de la conversión de la señal a la salida del filtro se utiliza una tarjeta conversora A/D-D/A (12 bits) de uso comercial. El método de conversión analógico-digital utilizado es por aproximaciones sucesivas.

En el ajuste del rango de utilización de la tarjeta se implementó la posibilidad de corregir el offset proveniente del luxímetro y un margen para la detección de medidas que hayan salido de la escala de utilización.

Control de la adquisición

El control de la adquisición es ejecutado a tres niveles implementados en los módulos **Ensayo.Pas**, **Adq.Pas** y **ADDA.Pas**.

Ensayo.Pas: se encarga de definir el momento en que se realiza la conversión. Así mismo este módulo decide la validez de la medida teniendo en cuenta la alimentación de la luminaria en el momento de la conversión, y el correcto posicionamiento de los soportes. Este es el nivel más alto en el control de la adquisición.

ADDA.Pas: es el nivel más bajo de la adquisición. Es el encargado del manejo de la tarjeta conversora.

Adq.Pas: contiene el control principal de la conversión. Debido al proceso de filtrado que se realiza a la señal proveniente del luxímetro es necesaria una espera (programable) antes de realizar la conversión. Además, para minimizar los errores debidos al ruido ambiental y a la conversión, son realizadas un número mínimo de lecturas espaciadas un intervalo de tiempo determinado (ambos pueden ser programados).

Errores en la adquisición

De acuerdo a las normas internacionales (**Ref. [3]**) el error máximo admisible en la medida de la luz emitida por el artefacto es de ± 2%.

El error total máximo en la adquisición es del orden de ± 0.56 % a fondo de escala (escala de trabajo del luxímetro), y su magnitud elevada para bajos niveles de iluminación proviene del luxímetro. El incremento en la magnitud del error en comparación al error propio del luxímetro, es debido al proceso de adquisición y conversión.

GASTOS

A continuación se detallarán los gastos por rubro de este proyecto:

.Componentes eléctrico-electrónicos U$ 570
.Componentes mecánicos U$ 500
.Otros U$ 230

Total : U$ 1300

Cabe resaltar que en este cálculo no están incluidos el valor de la computadora, así como la mano de obra de los trabajos mecánicos realizados en el taller del Instituto.

CARACTERÍSTICAS DEL GONIOFOTÓMETRO IMPLEMENTADO.

Las principales características del equipo implementado son:

. es un equipo del tipo con facilidad de rotar la fuente luminosa con eje vertical fijo y eje horizontal móvil.
. dimensiones : altura 210 cm, ancho 99.5 cm
. dimensiones máximas permitidas de la fuente luminosa: altura 120 cm, ancho 85 cm.
. intervalos angulares de medida: rotación del eje horizontal ± 100°, rotación del eje vertical ± 100°.
. distancia entre la fuente luminosa y la cabeza fotométrica: 664 cm.
. precisión angular para el movimiento horizontal: ±0.15°.
. precisión angular para el movimiento vertical: ±0.3°.
. precisión en la medida fotométrica: ± 0.56% a fondo de escala.

CONCLUSIONES

Se verificó que era posible desarrollar un dispositivo de tipo industrial como proyecto de graduación, cumpliendo con las especificaciones técnicas y con los márgenes de tiempo y presupuesto especificados.

Al tratarse de un proyecto de aplicación industrial, el mismo implicaba, además de los trabajos eléctricos, trabajos mecánicos de precisión. Se debía utilizar la estructura con que se venían realizando los ensayos hasta el momento, ya que de otro modo el presupuesto disponible no hubiera sido suficiente para el resto de los trabajos que debían realizarse. Aunque se contó con la colaboración del personal del taller del Instituto, los trabajos de diseño, construcción y ajuste de las distintas piezas de la estructura, requirieron una importante dedicación por parte del grupo de trabajo. Como criterio de diseño se hizo una implementación modular del sistema, lo que permitió un desarrollo en forma paralela del equipo, del sistema de control y de la interfase con el usuario (el programa contiene casi 8000 líneas de programación y un ejecutable de 100Kb).

Para el movimiento de eje vertical se instaló un reductor de velocidad de propiedades limitadas, debido al costo que involucraba la adquisición de otro de mejores características. El sistema mecánico diseñado se puede adaptar fácilmente a la instalación de un nuevo reductor que mejore las características del Goniofotómetro en este sentido. Además, el hardware implementado se presenta muy flexible al software de control que sea utilizado. De la misma manera, y como resultado de uno de los principales objetivos planteados, el driver puede ser comandado por un sistema de control en tiempo real, mejorando así la perfomance del equipo.

Por último, cabe resaltar que en base a las principales características enumeradas a lo largo del documento, se trata de un Goniofotómetro de los más utilizados para el ensayo de luminarias en el contexto mundial, de acuerdo al **PROGRESS REPORT 1979-1983** del **TECHNICAL COMMITTEE TC-2.4 "LUMINAIRES"** de la **C.I.E. (Ref. [5])**.

Referencias

[1] J. Krochmann, TC-2.2 "CIE TECHNICAL REPORT ON THE MEASUREMENT OF LUMINOUS INTENSITY DISTRIBUTIONS OF LAMPS AND LUMINAIRES", 1984.

[2] C.I.E. Technical Committee N° TC - 2.4, Publication CIE N°27 "Photometry of luminaires for street Lighting", 1973

[3] UTE - NORME FRANCAISE ENREGISTREE, Appareils d'Eclairage Electrique - "METHODES RECOMMANDEES POUR LA PHOTOMETRIE DES LAMPES ET DES APPAREILS D'ECLAIRAGE (NF C 71-120)", 1970

[4] UTE - NORME FRANCAISE ENREGISTREE, Appareils d'Eclairage Electrique - "METHODES RECOMMANDEES POUR LA PHOTOMETRIE DES LAMPES ET DES APPAREILS D'ECLAIRAGE / Additif a la norme francaise enregistrée NF C 71-120 - janvier 1970 (NF C 71-120 ADD 1)", 1981.

[5] C.I.E. Technical Committee N° TC - 2.4, "Progress report 1979 - 1983", 1983

[6] C. R. G. Cazabat y E. D. Yasan, "Sistema automático de mediciones fotométricas del Laboratorio de Luminotecnia del INTI", Reporte técnico del Laboratorio de Luminotecnia - División Optica - Departamento de Física Aplicada y Metrologia.

[7] E. D. Yasan y D. A. Gazpio, "Sistemas automáticos requeridos por la industria para la evaluación fotométrica y eléctrica", Reporte técnico del CILAP (Centro de Investigación en Luminotecnia Aplicada) y CITEI (Sector Instrumentación y Control Electrónico del INTI).

[8] J. A. Taboada, "Manual de Luminotecnia", Editorial Dossat, 1979.

[9] B. C. Kuo, "Step Motors and Control Systems", SRL Publishing Company, Illinois 1979.

[10] J. Millman y C. C. Halkias, "Electrónica Integrada", HispanoEuropea, Barcelona 1976.

[11] B. C. Kuo, "Sistemas Automáticos de Control", Compania Editorial Continental, 3ª Edición, México 1987.

[12] K. Gieck, "Manual de Fórmulas Técnicas", Editorial AlfaOmega.

[13] "Interfacing to the IBM PC"

[14] "Como se refrigeran los transistores", Revista Nueva Electrónica.

[15] "Turbo Pascal User's Guide", Borland International, 1990

[16] "Turbo Pascal Programmer's Guide", Borland International, 1990

[17] "Turbo Pascal Library Reference", Borland International, 1990

[18] "Turbo Pascal Turbo Vision Guide", Borland International, 1990

[19] O'Brien, "Advancing Programming in Turbo Pascal, Borland-McGraw Hill.

[20] B. Ezzel, "Graphics Programming in Turbo Pascal 6.0", 1991

[21] P. Norton, "Guia do Programador PC", Editora Campus LTDA, 1983.

[22] F. Caraballo, J. P. Oliver y L. Ferrari, "Adquisidor de Datos de Velocidad y Dirección del Viento", Facultad de Ingenieria - Universidad Mayor de La República del Uruguay, 1989.

[23] Schlebach y Rider, "Printed and Integrated Circuits", Mc. Graw Hill, 1963.

Biografia técnica

Claudio Misail es Ingeniero Electricista egresado de la Universidad Mayor de la República en 1992. Desde 1989 trabaja en la empresa telefónica estatal ANTEL. Sus áreas de interés actual incluyen desarrollo de software para bases de datos y control industrial.

Jorge Suárez es Ingeniero Electricista egresado de la Universidad Mayor de la República en 1992. Desde 1988 trabaja en la empresa telefónica estatal ANTEL.

André Fonseca está actualmente culminando los estudios de grado en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Mayor de la República. Se desempeña además como docente grado 1 (ayudante) en el Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería. Sus áreas de interés actual incluyen control difuso, redes neuronales y control industrial.

Updating an old NMR Spectrometer using an IBM PC computer through the RS-232-C communication standard

G. Moyna and L. Mussio,
NMR Laboratory.
Facultad de Química.
Avda. General Flores 2124
Montevideo, URUGUAY.
Published in J. Chem. Educ. 70(3):A 78, Mar 1993.

Introduction:

Users of old FT NMR spectrometers (i.e. Varian XL-100, Bruker HX-90, etc.) have a very limited range of experiments to perform with their machines. Only simple Alternate Pulse sequences are possible, data manipulation is very difficult and sometimes impossible. This situation is not rare for investigators in developing countries, where the possibility of getting new equipment is low and sometimes machines were purchased during less stringent financial condition.

Hardware and Software Modifications:

Generally computers from the late 60's connected to their TeleTypes via Current Loops working with relays at 110 Bauds. The VDM 620L TeleType Controller used in the Varian XL-100 FT spectrometer is such a case. The MC1488 and MC1489, two popular level converter ICs, were used in the modification substituting the send and receive relays. The baud rate was modified changing two pairs of capacitors from the send and receive clock signal generators in the TTY Controller board.
To get the spectral data at the PC, an RS-232-C handler was necessary. A TTY emulator program has been customized at the lab in Turbo Pascal to satisfy our needs. Data is processed in a Turbo Pascal subroutine that is able to edit the spectra, and gives us the possibility of making on-screen JHH calculations and integrations, difference spectroscopy and to save spectroscopic data by creating a spectra data bank. In order to make it possible for the VDM 620L to dump the spectra through the modified TTY Controller, a little VDM 620L machine language program that dumps the FID or NMR data table when called from the PC w made. All the original VDM 620L T program tapes were backuped on MS-D format.

Conclusions:

Simple electronic modifications of the V 620L TTY Controller and connection to PC, transformed an outdated computer in a relative good data acquisition syste "Untouchable" spectral data can now easily handled since it can be taken diskettes to the chemists' laborator making printing and customizing fit to t users need. All the changes discussed he for the Varian VDM 620L computer can simply adapted to make simil improvements on other old NMR comput systems.
The most important point to consider that a 'demode' machine can be improv with a small amount of money. The proje had an overall cost of 1500 US Dollar including the PC. This is important developing countries such as Urugua where we have lots of time, but not much money.
A listing of the original Turbo Pasc program as well as prices and circu diagrams can be obtained for the authors

Acknowledgments:

The authors wish to thank Jean F.M. O and Ignacio Stolkin (ETH, Zurich) for t organization of the donation of t original aparatuses. The encouragement a direct help of Gerardo Burton and Gusta Arabethy (UBA, Buenos Aires), who al gave very important suggestions, is al acknowledged. The support of the C through grant CI1.0317.U is also thanked

References:

[1] P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics*, 2nd ed., Cambridge: Cambridge University Press, 1989, pp. 720-726.

[2] R. Zaks and A. Lesea, *Microprocessor Interfacing Techniques*, 3rd ed., Berkeley: SYBEX Inc., 1979, pp. 122-128,351-354.

[3] *Turbo Pascal Reference Guide. Version 6.0*, 1th ed., Scotts Valley: Borland International, 1988.

[4] *Varian 620L Computer Handbook*, Bulletin No. 117, 98 A 9905 000, Irvine, California, 1971.

[5] *Varian VDM 620L TeleType Controller Handbook*, Publication No. 98 A 9902 162, 1971.

[6] *Varian Instrument Division, VFT / 16K NMR FT Program*, Listings. Part No. 994100-02-D, 1973.

Sistema de Medida de Potencia y Factor de Potencia Basado en Voltímetro de Verdadero Valor Eficaz

PABLO BRAGA, MEMBER, IEEE, DANIEL SLOMOVITZ, SENIOR MEMBER, IEEE, Y CARLOS FAVERIO

Resumen- **En general no se disponen en la región, de los medios para hacer posible la transferencia entre las medidas de potencia en corriente alterna y las de corriente continua. Como consecuencia se debe enviar al exterior periódicamente, costoso equipamiento, con todos los riesgos y pérdidas de tiempo que ello acarrea.**

Este trabajo plantea un método original, a partir de ecuaciones conocidas, que permite realizar dicha transferencia utilizando voltímetros que responden al verdadero valor eficaz.

El sistema propuesto es especialmente adecuado para aquellos laboratorios que ya tienen funcionando un sistema de calibración de instrumentos de corriente alterna.

El mismo fue evaluado por el PTB (Physikalisch-Technische Bundesanstalt) de Alemania, las medidas realizadas confirmaron los resultados esperados.

I. INTRODUCCION

La medida de potencia y energía es un tema de vital importancia para las compañías de electricidad. Tradicionalmente se ha usado y se seguirá usando, el clásico contador de inducción para medir la energía requerida por los pequeños consumidores. Sin embargo cuando se trata de medir la energía intercambiada entre las empresas de energía de un mismo país o entre distintos países de una misma región, o aún el consumo de grandes clientes, se requieren precisiones mayores a las que se pueden alcanzar con el contador de inducción.

La moderna instrumentación electrónica ha permitido el desarrollo de medidores que poseen la precisión y confiabilidad que demandan estas aplicaciones. Es común hoy el uso de aparatos clase 0.2 para tales fines. Mantenerlos dentro de su clase requiere el uso de instrumentos con errores menores al 0,05 %. Estos últimos a su vez deben ser calibrados periódicamente.

La incertidumbre requerida para ello es del orden de 0,01 %.

Medidas de potencia y energía con esta precisión no se realizan en todos los países, y cuando se realizan no siempre están referidas a los patrones primarios de continua. Estos últimos son el primer eslabón de la cadena metrológica, contra los cuales en definitiva, se comparan todas las demás magnitudes eléctricas.

P. Braga trabaja en Conatel, Div. Hewlett-Packard, Ejido 1690, Mdeo, Uruguay.

D. Slomovitz y C Faverio trabajan en el Laboratorio de UTE, Paraguay 2385, Mdeo, Uruguay.

Este trabajo fue presentado en el TERCER ENCUENTRO DE POTENCIA, INSTRUMENTACION Y MEDIDA del IEEE Sección Uruguay; desarrollado en Montevideo, entre el 29 y 30 de setiembre de 1993.

De manera que, o bien se disponen en el país de los medios para hacer esta transferencia o se recurre a laboratorios del exterior. Esta última alternativa implica el traslado de costoso equipamiento, con todos los riesgos y pérdidas de tiempo que esto significa.

En este trabajo se propone un sistema de calibración para patrones de medida de potencia, cuya precisión descansa exclusivamente en la de un voltímetro que responde al verdadero valor eficaz y en la exactitud con que se conocen los valores de determinadas resistencias. Naturalmente, este voltímetro necesitará calibrarse a partir de los patrones primarios de continua para hacer que esta medida de potencia sea trazable a dichos patrones. Sin embargo es usual, que aun pequeños laboratorios, del tipo de los que existen en nuestros países tengan ya esa capacidad instalada.

Las ecuaciones que fundamentan este método de medida de potencia, son conocidas desde hace mucho tiempo [1] y se las ha empleado de diversas formas con el mismo fin. Es más, constituyen el principio de funcionamiento de algunos de los vatímetros más precisos existentes [2,3,4,5,6]. Sin embargo a diferencia de los anteriores, el sistema propuesto facilita enormemente la trazabilidad de las medidas de potencia con respecto a las de corriente continua. Esto es debido a que los integrantes del sistema responsables del error, se pueden calibrar independientemente a partir de los patrones primarios.

II. DESCRIPCION DEL METODO

El método de medida se basa en las siguientes ecuaciones:

$$\langle (X-Y)^2 \rangle = \langle X^2 \rangle + \langle Y^2 \rangle - 2\langle XY \rangle \quad (1)$$

$$\langle (X+Y)^2 \rangle = \langle X^2 \rangle + \langle Y^2 \rangle + 2\langle XY \rangle \quad (2)$$

que resultan de tomar el valor medio, $\langle\rangle$, a $(X-Y)^2$ y $(X+Y)^2$.

A partir de la ecuación (3), que define el verdadero valor eficaz de X, RMS(X):

$$RMS^2(X) = \langle X^2 \rangle \quad (3)$$

y de las ecuaciones (1) y (2), se sigue:

$$2\langle XY \rangle = RMS^2(X+Y) - RMS^2(X) - RMS^2(Y) \quad (4)$$

$$4\langle XY \rangle = RMS^2(X+Y) - RMS^2(X-Y) \quad (5)$$

si X e Y son proporcionales a la tensión y corriente de entrada:

$$X = v/A,\ Y = Ri/B \quad (6)$$

y

$$L1 = RMS(X+Y), L2 = RMS(X-Y),$$
$$L3 = RMS(X), L4 = RMS(Y) \quad (7)$$

entonces, de la definición de potencia y de las ecuaciones (6), se llega a:

$$Pot = \langle vi \rangle = \langle XY \rangle AB/R \quad (8)$$

usando las ecuaciones (4), (5), (7) y (8), tenemos dos alternativas para calcular la potencia:

$$Pot = (L1^2-L3^2-L4^2)AB/(2R) \quad (9)$$
$$Pot = (L1^2-L2^2)AB/(4R) \quad (10)$$

El factor de potencia está definido por la ecuación:

$$Facpot=Pot/(RMS(v)RMS(i)) \quad (11)$$

con (9) y (10) se llega a:

$$Facpot=(L1^2-L3^2-L4^2)/(2L3L4) \quad (12)$$
$$Facpot = (L1^2-L2^2)/(4L3L4) \quad (13)$$

Es interesante notar que estas dos últimas ecuaciones no dependen de A, B y R.

III. SISTEMA PROPUESTO

En la Fig. 1 se muestra el sistema propuesto.

La tensión y la corriente, se obtienen a partir de dos fuentes de tensión alterna de gran estabilidad (10 ppm), un amplificador de transconductancia que se conecta a una de las fuentes y un desfasador que permite variar el ángulo entre 0 y 360°. Las dos fuentes se comandan desde la computadora a través del bus IEEE488.

La corriente i se hace pasar por el shunt R, uno por cada rango (0.2, 0.3, 0.5, 1, 2, 3, 5, 10A). Los valores de sus resistencias son tales que para las corrientes nominales, siempre tienen entre bornes aproximadamente 0.5 V. Estos shunts están diseñados para trabajar en continua y en alterna hasta 100 kHz.

El multímetro en alterna mide verdaderos valores eficaces usando un método térmico que le permite alta precisión (básicamente 120 ppm), en un amplio rango de frecuencias (40 Hz a 20 kHz). Este instrumento también se conecta al bus IEEE 488.

Finalmente, tenemos el dispositivo que llamamos sumador. Este cambia su configuración a través de reed relés según mandato de la computadora, vía IEEE 488 y se encarga de presentarle al multímetro las señales v y Ri de entrada, X e Y proporcionales a éstas y X+Y, X-Y.

La Fig. 2 muestra la implementación de este circuito.

Los amplificadores operacionales de precisión usados, son de muy alta ganancia, muy bajo ruido y bajísimo offset.

Las resistencias son del tipo metal film, con muy buen comportamiento en alta frecuencia (muy pequeñas inductancias y capacidades parásitas).

Los reed relés tienen resistencias de contacto menores a 0.3 ohms y muy estables. LL1 permite sumar un valor proporcional a v y LL2 y LL3 permiten sumar valores proporcionales a -Ri y Ri. El operacional OP1 actúa como buffer evitando el efecto de la variación de las resistencias de LL2 y LL3. Con LL1 esto no es necesario ya que su resistencia es despreciable frente al valor de R1. El resto de las llaves permiten medir directamente las señales de entrada v y Ri.

El programa controla la secuencia en que el multímetro envía las lecturas y realiza los cálculos.

Primero y luego del calentamiento necesario para alcanzar el equilibrio térmico, se calculan los coeficientes A y B (con las ecuaciones (6)), y se guardan en memoria. Luego con estos valores y las ecuaciones (9) o (10) se calcula la potencia. El factor de potencia se calcula a partir de las ecuaciones (12) o (13) en las cuales no aparecen A y B.

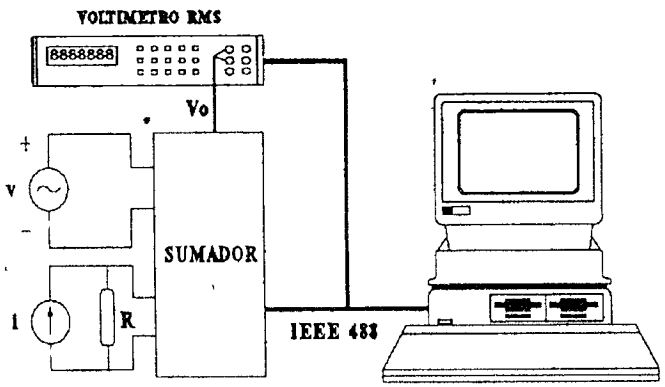


Fig. 1

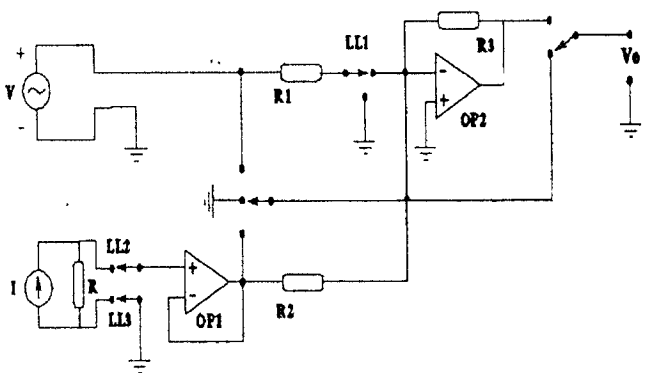


Fig. 2

Cuando se realizan medidas con factores de potencia cercanos a cero el programa usa las ecuaciones (10) y (13) para los cálculos ya que con éstas minimiza la influencia del error propio del multímetro. Esto se ve claramente en el diagrama de la Fig. 3. Los vectores X+Y y X-Y tienen aproximadamente la misma magnitud, por lo cual el error del multímetro afecta por igual a L1 y L2. Cuando se realiza la resta de estos valores en las ecuaciones, los errores se cancelan.

entonces, de la definición de potencia y de las ecuaciones (6), se llega a:

$$Pot = \langle vi \rangle = \langle XY \rangle AB/R \quad (8)$$

usando las ecuaciones (4), (5), (7) y (8), tenemos dos alternativas para calcular la potencia:

$$Pot = (L1^2-L3^2-L4^2)AB/(2R) \quad (9)$$
$$Pot = (L1^2-L2^2)AB/(4R) \quad (10)$$

El factor de potencia está definido por la ecuación:

$$Facpot=Pot/(RMS(v)RMS(i)) \quad (11)$$

con (9) y (10) se llega a:

$$Facpot=(L1^2-L3^2-L4^2)/(2L3L4) \quad (12)$$
$$Facpot = (L1^2-L2^2)/(4L3L4) \quad (13)$$

Es interesante notar que estas dos últimas ecuaciones no dependen de A, B y R.

III. SISTEMA PROPUESTO

En la Fig. 1 se muestra el sistema propuesto.

La tensión y la corriente, se obtienen a partir de dos fuentes de tensión alterna de gran estabilidad (10 ppm), un amplificador de transconductancia que se conecta a una de las fuentes y un desfasador que permite variar el ángulo entre 0 y 360°. Las dos fuentes se comandan desde la computadora a través del bus IEEE488.

La corriente i se hace pasar por el shunt R, uno por cada rango (0.2, 0.3, 0.5, 1, 2, 3, 5, 10A). Los valores de sus resistencias son tales que para las corrientes nominales, siempre tienen entre bornes aproximadamente 0.5 V. Estos shunts están diseñados para trabajar en continua y en alterna hasta 100 kHz.

El multímetro en alterna mide verdaderos valores eficaces usando un método térmico que le permite alta precisión (básicamente 120 ppm), en un amplio rango de frecuencias (40 Hz a 20 kHz). Este instrumento también se conecta al bus IEEE 488.

Finalmente, tenemos el dispositivo que llamamos sumador. Este cambia su configuración a través de reed relés según mandato de la computadora, via IEEE 488 y se encarga de presentarle al multímetro las señales v y Ri de entrada, X e Y proporcionales a éstas y X+Y, X-Y.

La Fig. 2 muestra la implementación de este circuito.

Los amplificadores operacionales de precisión usados, son de muy alta ganancia, muy bajo ruido y bajísimo offset.

Las resistencias son del tipo metal film, con muy buen comportamiento en alta frecuencia (muy pequeñas inductancias y capacidades parásitas).

Los reed relés tienen resistencias de contacto menores a 0.3 ohms y muy estables. LL1 permite sumar un valor proporcional a v y LL2 y LL3 permiten sumar valores proporcionales a -Ri y Ri. El operacional OP1 actúa como buffer evitando el efecto de la variación de las resistencias de LL2 y LL3. Con LL1 esto no es necesario ya que su resistencia es despreciable frente al valor de R1. El resto de las llaves permiten medir directamente las señales de entrada v y Ri.

El programa controla la secuencia en que el multímetro envía las lecturas y realiza los cálculos.

Primero y luego del calentamiento necesario para alcanzar el equilibrio térmico, se calculan los coeficientes A y B (con las ecuaciones (6)), y se guardan en memoria. Luego con estos valores y las ecuaciones (9) o (10) se calcula la potencia. El factor de potencia se calcula a partir de las ecuaciones (12) o (13) en las cuales no aparecen A y B.

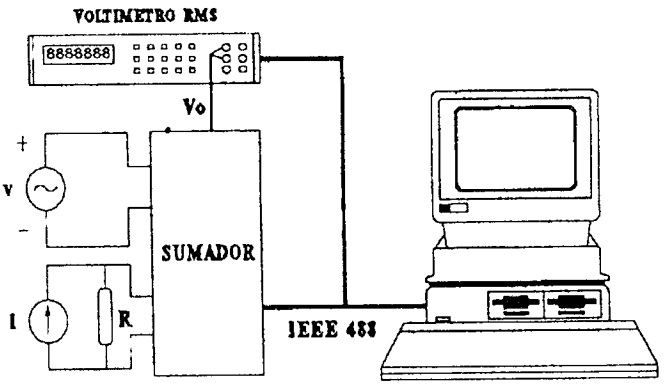


Fig. 1

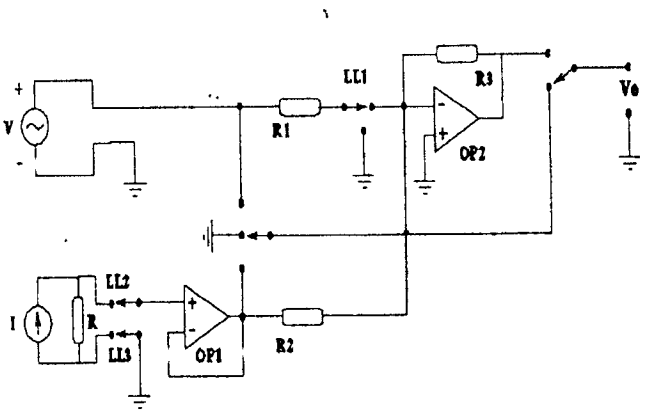


Fig. 2

Cuando se realizan medidas con factores de potencia cercanos a cero el programa usa las ecuaciones (10) y (13) para los cálculos ya que con éstas minimiza la influencia del error propio del multímetro. Esto se ve claramente en el diagrama de la Fig. 3. Los vectores X+Y y X-Y tienen aproximadamente la misma magnitud, por lo cual el error del multímetro afecta por igual a L1 y L2. Cuando se realiza la resta de estos valores en las ecuaciones, los errores se cancelan.

El cálculo de A y B funciona como una autocalibración que puede relizarse cada vez que se considere necesario, por ejemplo, luego de cambios en los valores de corriente o tensión

Del circuito de la Fig.2 se deduce:

$$A = R1/R3 \quad (14)$$
$$B = R2/R3 \quad (15)$$

lo que se hace durante la autocalibración es calcular el verdadero valor de estos coeficientes.

IV. ANALISIS DE LOS ERRORES

Los errores se entienden relativos a la potencia aparente. Esta es la definición comúnmente usada cuando se trata de cuantificar el error de un vatímetro en todo el rango de variación del factor de potencia.

La primer fuente de error proviene de variaciones en la tensión y en la corriente durante el tiempo necesario para una medida. Estas fluctuaciones si bien son muy pequeñas para las fuentes usadas, igual provocan una variación en la lectura de potencia. Esta se ha bajado 1ppm realizando un promedio móvil sobre las últimas tres lecturas.

El error propio del voltímetro es la segunda fuente de error Si bien su error básico es menor a 120 ppm, la variación del mismo dentro de las 24 horassiguientes a una calibración es menor a 25 ppm. Por otro lado, hemos deteminado que su linealidad es muy buena, resultando las variaciones de su error relativo dentro de la zona útil de cada rango, menores a 10 ppm.

Para calibrar este instrumento se utiliza un transferidor térmico y un divisor especialmente diseñado. Se calibran los rangos que interesan, de manera que las variaciones del error relativo entre lecturas realizadas en rangos distintos también sean menores a 10 ppm.

Con los medios que disponemos en el Laboratorio de UTE en la actualidad podemos asegurar en el peor caso, que el error de este instrumento en todos los rangos, una vez calibrado, será menor a 100 ppm y las variaciones del mismo, menores a 10 ppm,

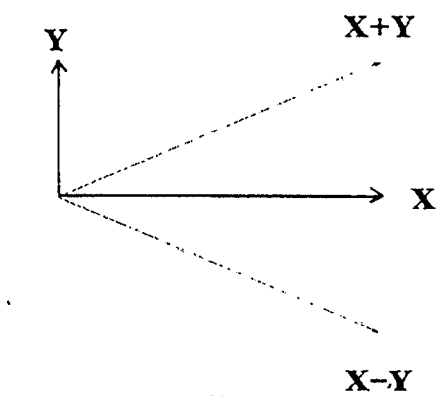


Fig. 3

aun cuando se consideren puntos de distintos rangos. Esta excelente linealidad es importante para minimizar el error en el cálculo de los coeficientes A y B.

Es fácil a partir de (9) y (10), deducir el error que resulta de utilizar cada una de aquellas ecuaciones para calcular la potencia. Hacemos la hipótesis de que L3 es aproximadamente igual a L4. Llamando e1 al error relativo del voltímetro cuando mide L1, e2 al error cuando mide L2 y e3 al error cuando mide L3 o L4 y suponiendo formas de onda sinusoidales, se obtienen para cada uno de los dos métodos las siguientes expresiones para el error relativo a la potencia aparente:

$$E = 2(e1-e3) + 2.e1.Facpot \quad (16)$$
$$E = e1-e2 + (e1+e2).Facpot \quad (17)$$

Suponiendo válida la hipótesis de muy buena linealidad del voltímetro, los errores e1, e2, y e3 serán aproximadamente iguales. Si la medida se realiza con factores de potencia cercanos a 1 el primer sumando será despreciable frente al segundo en las dos ecuaciones. Por lo tanto, para ambos métodos, el error relativo a la potencia aparente será menor al doble del error propio del voltímetro.

Si la medida se realiza con factores de potencia cercanos a cero, el primer sumando no es despreciable y se debe considerar. Como se ha mencionado antes, en esta situación conviene usar las ecuaciones (10) y (13). En este caso L1 y L2 son aproximadamente iguales y lo mismo sucederá con e1 y e2 independientemente de los errores de linealidad. De (17) se sigue que el error E será muy bajo.

Otras fuentes de error son los valores asignados al shunt R y a los coeficientes A y B. Al primero lo conocemos con una incertidumbre de 15 ppm, y a los coeficientes los calculamos con un error menor a 10 ppm.

Es interesante notar que en la medida de factor de potencia (ver ecuaciones (12) y (13)), como se cancelan A, B y R, desaparecen estas fuentes de error.

La última fuente de error considerada son los elementos parásitos del circuito. Estos introducen pequeños desfasajes a las señales de entrada, que se hacen notar en un aumento del error cuando se tienen cargas con bajos factores de potencia. La mejor manera de determinar la influencia de estos elementos es realizar una medida en condiciones de potencia nula, es decir con tensión y corriente en cuadratura. En estas condiciones la lectura obtenida, si es distinta de cero, es el error debido a los desfasajes. Para compensar este error se agrega un condensador en paralelo con R2. Su valor se ajusta para que la potencia que mide el sistema sea cero cuando la corriente y tensión están en cuadratura.

V. RESULTADOS DE LAS MEDIDAS

En agosto de 1992 el dispositivo sumadór fue transportado al PTB(Physikalish-Technische Bundesanstalt) de Alemania. Alli se trabajó en conjunto con especialistas del laboratorio de potencia y energía. Durante una semana se realizaron un gran número de medidas utilizando voltímetros de distintos fabricantes. Los resultados fueron corregidos teniendo en cuenta los errores de los instrumentos utilizados. Las diferencias con respecto al patrón del PTB no superaron las 30 ppm, en todo el rango de variación del factor de potencia.

Además de las medidas a 50 y 60 Hz, se realizaron medidas a 500 Hz, 1000 Hz, 1500 Hz y 2000 Hz. Como se podía preveer los resultados fueron también muy buenos. Se debe tener en cuenta que los voltímetros utilizados tienen una respuesta plana y errores muy bajos en todo el rango de frecuencias mencionado.

VI. CONCLUSIONES

Se propuso un sistema de calibración para patrones de medida de potencia, cuya precisión descansa exclusivamente en la de un voltímetro que responde al verdadero valor eficaz y en la exactitud con que se conoce el valor del shunt R.

A diferencia de otros métodos que usan el mismo principio, éste facilita enormemente la trazabilidad de las medidas de potencia con respecto a los patrones de corriente continua.

El sistema propuesto es una alternativa interesante para aquellos laboratorios que ya tienen montado un sistema de calibración de corriente alterna trazable a patrones de continua. Es usual que a tal efecto dispongan ya de los elementos que requiere este sistema.

Las medidas realizadas muestran diferencias menores a 30 ppm con respecto al patrón del PTB, luego de corregidas considerando los errores de los voltímetros utilizados.

El método es promisorio, si tenemos en cuenta que los voltímetros de alterna están en constante evolución. Cada día son más precisos y más fácilmente calibrables. Ya existen en el mercado ejemplares que se ajustan en todos sus rangos y funciones desde una simple referencia de 10 V de ténsión continua.

VII. TRABAJOS FUTUROS

Se ha construido un nuevo dispositivo sumador idéntico al prototipo. Este se enviará también al PTB para una evaluación más intensiva.

Será estudiado el comportamiento del sistema con señales no sinusoidales.

La medida de potencia en condiciones no sinusoidales y a factores de potencia cercanos a cero ha sido siempre un desafío.

Esta es la situación cuando se miden las pérdidas en transformadores y máquinas eléctricas.

Para minimizar los errores se deben tener en cuenta los siguientes factores. El voltímetro debe mantener su precisión aún cuando la señal tenga un alto factor de cresta. El sumador debe estár diseñado para tener una respuesta plana sobre el rango de frecuencias ocupado por los armónicos relevantes de las señales y los desfasajes introducidos por los elementos parásitos deben ser minimizados y/o compensados.

Como estas condiciones se cumplén, se pueden esperar buenos resultados.

REFERENCIAS

[1] G. Goffin, G. Marchal, "Etude théorique de l'emploi du thermocouple pour la mesure de précision de la puissance en courant alternatif", Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, Vol. 20, pp. 595-600, 1946.

[2] J.J. Hill, "A precision thermo-electric wattmeter for power an audio frecuencies", IEE Paper 2461M, pp. 61-68, 1958.

[3] F. Bombi and D. Ciscato, "A New DC-AC Digital Power and Energy Meter", IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-19, pp. 57-61, 1970.

[4] G. Schuster, "Thermal measurement of AC power in comparison with the electrodynamic method", IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-25, pp. 529-533, 1976.

[5] G. Schuster, "Thermal instrument for measurement of voltage, current, power and energy at power frecuencies", IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-29, pp. 153-157, 1980.

[6] L. Erard, R. Knosp, R. Soucek, "Improvement in the use of the thermal wattmeter principle: aplication to a broad-band device for nonsinusoidal waveform", IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-34, pp. 375-380, 1987.

SIMENERG: UNA HERRAMIENTA PARA DISEÑAR SISTEMAS AUTÓNOMOS DE ENERGÍA ELÉCTRICA.

Ruben Chaer, Raúl Zeballos.
Universidad de la República
URUGUAY

Resumen. **Este trabajo presenta el conjunto de herraminetas software llamado SimEnerg (Simulador Energético), el cual fue especialmente diseñado para facilitar la tarea de análisis y diseño de sistemas autónomas de energía eléctrica como pueden se aquellos basados en energías renovables (solar, eólica). Se comenta la filosofía general del software y sus posibilidades. También se comenta un caso de aplicación.**

Introducción.

SimEnerg es un conjunto de herramientas software especialmente diseñadas para el análisis y diseño de Sistemas Autónomos de energía eléctrica. Fue desarrollado en el marco de dos convenios entre la Universidad de la Repúbica y la empresa U.T.E. para el estudio de costos, tecnología y viavilidad de las plantas de generación de energía elétricas basadas en energía eólica o solar.

El conjunto de configuraciones posibles para un sistema autónomo, es amplio abarcando desde sistemas muy sencillos como puede ser un panel solar directamente conectado a una bomba de agua has sistemas mas complejos como puede ser uno en el que interaccionan un aerogenerador, un banco de baterías, un convertidor de alterna a continua (rectificador), un convertidor de continua a alterna (inversor), un grupo electrógeno basado en un motor diesel y cargas (los consumidores) que pueden conectarse en la tensión continua o en la alterna. El objetivo del análisis del sistema es diferente en cada uno de ellos. Cuando se estudia un sistema deberá prestarse especial cuidado a seleccionar los criterios para evaluación del mismo.

La gran diversidad de posibles estudios, nos llevó a realizar SimEnerg como un conjunto de herramientas *abierto*, en el sentido en que el usuario dispone de todas las facilidades para ampliar el conjunto de herramientas o modificar alguna de las existentes refinandola para su aplicación particular. Entonces aquí *abierto* significa *extendible* y de desarrollo *acumulativo*.

Dado el Sistema Estudiado (SE), SimEnerg facilita construir un Simulador del Sistema Estudiado (SSE).

Utilizando el SSE, es posible simular varios años (o períodos que resulten relevantes para el sistema en cuestión) y así evaluar el desempeño esperable del sistema, según algún índice de desempeño como puede ser el *histograma del déficit energético anual del sistema.*

El SSE, puede utilizarse para realizar un diseño óptimo de un sistema. Para ello en el momento de construir el SSE, se dejan como variables los parámetros de diseño del sistema, y se utiliza como índice de desempeño del sistema la función cuyo mínimo se debe buscar. El SSE, puede ser visto entonces como una función cuyos parámetros son los parámetros de diseño y cuya salida es el objetivo a minimizar. Para llevar a cabo la simulación es posible utilizar cualquier método de minimización de funciones. Junto con SimEnerg se suministra en particular un minimizador especializado en el diseño óptimo de instalaciones solares.

Por ejemplo, para el diseño de instalaciones solares pequeñas, se ha utilizado SimEnerg para buscar el óptimo en la cantidad de paneles y de baterías con el siguiente criterio: *Minimizar el costo de la instalación, garantizando que el déficit acumulado en al año sea inferior al equivalenta a diez días de déficit con una confianza mayor a 90%.*

SimEnerg es un conjunto abierto de herramientas por lo que una vez que el usuario ha entendido su filosofía general, puede modificar y agregar otras herramientas más refinadas sin límite alguno. El software se diseñó con metodología de programación Orientada a Objetos resultando en una herramienta facil de entender y extender. Para la implementación se utilizó Turbo Pascal 6.0 como lenguaje de programación, el cúal es una extensión del PASCAL que soporta plenamente la programación en Módulos y Orientada a Objetos, siendo el producto para máquinas PC con sistema operativo DOS.

En este documento se utiliza intencionalmente un lenguaje metafórico, en el cual la simulación de un sistema es una representación de una *obra de teatro*. El sistema es el *Escenario* en el cual los diferentes *Actores* representan sus papeles dirigidos por el *Director*. Si es posible no se utilizarán términos específicos de programación. Utilizar un lenguaje metafórico fue útil al diseñar diferentes partes de SimEnerg con especialistas del campo de la aplicación (Sistemas Energéticos) sin mezclarlos con los aburridos detalles de la implementación posterior del software y ha mostrado se una forma sencilla de explicar la filosofía de SimEnerg a potenciales usuarios ayudándoles a hacerse un *modelo mental* de las herramientas y de sus posibilidades.

Realizar una simulación de un sistema con este modelo es algo verdaderamente sencillo, será suficiente seleccionar los Actores apropiados, enseñarle al Director los detalles particulares de esta obra, y eliguiendo una butaca confortable sentarse a mirar la puesta en escena.

¿Quienes son los Actores?. Llamaremos Actor a cualquier Objeto, entidad identificable del sistema, que intercambia energía con algún otro. Por ejemplo en un sistema constituido de un panel solar, un banco de baterías y una lámpara, consideraremos al panel solar como un actor, al banco de baterías como otro y a la lámpara como a otro. Para definir un Actor, es necesario describir aquellos aspectos de su compor-

tamiento que resultan relevantes para su *papel* en la obra a representar.

Una vez definido una clase de actor queda disponible para posteriores simulaciones. SimEnerg cuenta con el conjunto de clases de actores más comunes ya definidas.

En cuanto al director, diremos simplemente que es quien se encarga hacer que las cosas funcionen. Al director se le pueden dar ciertas instrucciones que corresponden al guión de la obra particular.

¿Cual es el guión de la obra? Asombrosamente, la historia es casi siempre la misma, estando las variantes de importancia en la duración (años de evaluación del sistema), en los actores que intervienen y en los detalles en que el observador pone atención. En términos de la aplicación, la historia es que los actores intercambian energía entre si, algunos son sólo generadores de energía, por ej. el panel solar, otros son sólo consumidores, por ej. una lámpara y otros son capases de entregar energía en ciertas circunstancias y de absorber energía en otras, por ej. una batería.

El Marco General.

En esta sección, se describe el modelo que se utiliza para representar los sistemas a evaluar. Como se menciona en la introducción, los sistemas serán modelados como un escenario con determinados actores y un director. La simulación se llevará a cabo cada intervalos de tiempo predeterminados que llamaremos Paso de simulación, Paso de Tiempo o Latido.

En cada latido, los actores ofertan y demandan paquetes de energía correspondientes al paso de tiempo transcurrido, tanto las ofertas como las demandas se realizan indicando la cantidad de energía y la prioridad que el actor que oferta o demanda le da a su propuesta. Con todas las ofertas y demandas de los actores a la vista, el director resuelve cuales serán las transacciones que se efectuarán e informa a cada actor de las transacciones que lo involucrán.

El criterio que utiliza el director para despachar los paquetes de energía es el siguiente: comienza cubriendo las demandas de mayor prioridad con las ofertas de menor prioridad, y lo hace mientras la prioridad de la oferta tomada para cubrir la demanda de mayor prioridad aún no satisfecha es mayor que la de dicha demanda.

Fijando las prioridades de los distintos actores, teniendo en cuenta el criterio de despacho descrito, es posible hacer que este se parezca al de sistema real.

Para lograr implementar el modelo, se le debería enseñar a cada actor a realizar las siguientes acciones:

1.- Ofertar
2.- Demandar
3.- Notificarse De Oferta Aceptada
4.- Notificarse De Demanda Aceptada

El director por su parte sabe realizar las siguientes acciones:
1.- Recoger Ofertas
2.- Recoger Demandas
3.- Resolver Transacciones
4.- Notificar Aceptación de Ofertas
5.- Notificar Aceptación de Demandas

Estas acciones son realizadas por el director en cada latido.

Otra componente importante del modelo es lo que se llamará el Núcleo de Tiempos el cual es un generador de eventos temporales. Los latidos que llevan adelante la simulación son uno más de una cantidad de eventos periódicos generados por el núcleo de tiempos. La idea básica del núcleo de tiempos, es disponer de un despachador inteligente de tareas en tiempo de simulación que nos permita con comodidad especificar cosas tales como:

Esta tarea se debe realizar cada año, esta otra cada mes etc.

El Núcleo de Tiempos genera los eventos: cambio segundo, cambio minuto, cambio hora, cambio medio día, cambio día, cambio semana, cambio mes, cambio estación, cambio año.

Por ej, a lo largo de la simulación, cada vez que se cambia de hora, en tiempo de simulación, se genera el evento cambio hora el cual excitará todas las tareas que se encuentren registradas en la lista de tareas vinculada con dicho evento.

La simulación avanzará desde su inicio latido a latido, hasta llegar a completar un período de evaluación, intervalo de tiempo que se debe especificar al inicio, completado este período, se ejecuta el procedimiento de captura de resultados especificado por el usuario, se notifica a los actores que comienza un nuevo período y se procede a continuar la simulación, así el ciclo se repite hasta que la cantidad de períodos de simulados sea igual a la cantidad de períodos a simular especificada.

Los actores tienen ya definido un conjunto de acciones básicas que saben realizar. Para crear un nuevo tipo de actor, se especializa el tipo base enseñándole en que consiste la especialización. Este tipo de creación de tipos de datos mediante especialización de otro ya existente es posible gracias a la implementación Orientada a Objeto de SimEnerg.Por ejemplo, entre estos comportamientos predefinidos esta el llevar la cuenta de la energía Entregada, Consumida, Ofertada pero no entregada (Excesos) y Demandada pero no suministrada (Déficit) en cada una de las prioridades posibles. Estas cuentas están disponibles al final de cada período de evaluación para ser utilizadas en el procedimiento de Captura de resultados del usuario y se llevan a cero cada inicio del siguiente período de evaluación.

Como en los sistemas simulados hay por lo general una componente aleatoria (recurso eólico o solar por ej.) es interesante medir la calidad del sistema construyendo histogramas del déficit cada período de evaluación (anual por ejemplo) de las cargas en determinado rango de prioridades. Para facilitar este tipo de medidas, se implementaron los Evaluadores que permiten evaluar el déficit o el exceso en determinados rangos de prioridad e ir construyendo histogramas con las evaluaciones realizadas

a medida que transcurren los períodos de evaluación.

Los Actores.

En esta sección hacemos una breve reseña de los actores implementados hasta el momento y de sus principales características.

A. TActor.

TActor como clase de objetos, define las características generales de los objetos que llamaremos *Actores*. Es *la clase de objeto base*, del cual se *derivarán* todas las clases de actores que representen componentes reales del sistema.

Todo actor es propietario de un conjunto de vectores con los siguientes nombres: AcumDeficit, AcumExceso, AcumOferta, AcumDemanda. En estos vectores llevan la cuenta de la energía acumulada en cada uno de los rubros que los nombres indican y en cada una de las prioridades posibles a lo largo de cada período de evaluación. Estas cuentas están disponibles en el momento de captura de resultados, fin de cada período de evaluación, y se llevan a cero con el inicio de cada nuevo período de evaluación. Las cuentas son mantenidas por los procedimientos de aceptación definidos en TActor por lo cual no es necesario preocuparse de su actualización en los modelos derivados, (la propiedad es *heredada*).

Acumuladores.

TBateria01.

Es un modelo de batería de plomo ácido con los siguientes parámetros: Capacidad Nominal, Temperatura Nominal, Coeficiente de variación de la capacidad con la temperatura, Rendimiento de Carga, Rendimiento de Descarga, Corriente máxima de carga, Corriente máxima de descarga, Porcentaje de descarga permitido en la aplicación particular. Bateria01 es un actor que oferta y demanda energía. Oferta la energía que quitada la llevaría a el límite de descarga permitido o la energía correspondiente a la corriente máxima de descarga por el paso de tiempo el valor que resulte menor de los dos multiplicado por el rendimiento de descarga. Demanda la energía necesaria para cargar totalmente la batería o la energía equivalente a la corriente máxima de carga por el paso de tiempo, el valor que resulte menor de los dos dividido por el rendimiento de carga. La capacidad de la batería se afecta por la temperatura ambiente utilizando el coeficiente de variación dado como par metro de cada tipo de batería.

Los demandantes.

A continuación se describen los cuatro tipos de demandantes implementados actualmente de menor a mayor complejidad. La Demanda real del sistema se modelar incluyendo la cantidad necesaria de demandantes del tipo de los siguientes o, si es necesario se derivar otro actor más especializado. Por ejemplo, un equipo de radio es bastante bien modelado como dos demandantes del tipo TDemandante02, uno de muy poca potencia pero en un rango muy amplio de horas correspondientes a la potencia del equipo en modo escucha y otro de mayor potencia con un rango de horas ubicado donde es más común realizar comunicaciones correspondiente a la potencia de transmisión promedio en el rango asignado.

TDemandante01.

Es el modelo más simple de consumidor, corresponde a un consumo constante. Los par metros de creación de un actor de este tipo son: Potencia, Prioridad de la Demanda.

Tdemandante02.

Modelo de consumidor más sofisticado que el anterior. Permite fijar: Potencia, Prioridad, Hora del día a la que se prende, Hora del día a la que se apaga. Est diseñado para modelar partes del sistema que tienen un comportamiento diario fijo. Un buen ejemplo puede ser la carga que representa al sistema los aparatos de TV.

TDemandanteEstacional.

Es similar al Tdemandante02 en el sentido que permite definir una hora en que el actor comenzar a representar una carga al sistema y otra hora a la que se apagar . La diferencia es que Tdemandanteestacional permite definir tambi,n un mes del año a partir del cual se producir n demandas y otro a partir del cual no. Está pensado para modelar cargas como puede ser un refrigerador que se conecta al sistema por ejemplo de diciembre a marzo y en dichos meses, de 9 a 22 horas.

TIluminacion.

Como su nombre lo indica se diseño para modelar el comportamiento de la parte de la demanda del sistema utilizada para iluminación. La característica especial de este tipo de carga es que cambia su comportamiento a lo largo del año. Tiluminacion permite de definir una demanda durante dos intervalos de horas diarias, pudiendo fijarse dichos intervalos diferentes para Invierno, Primavera-Otoño y Verano. Igual que en los anteriores, es posible fijar la potencia y la prioridad de la demanda.

Los Ofertantes.

TPanel.

Modelo de Panel Solar. Permite fijar el rea del panel y el ngulo de colocación del mismo. La variación del rendimiento de conversión con la temperatuara se modelo asignando un rendimiento fijo por estación. En la creación de un actor de este tipo es necesario especificar una Fuente de Sol, componente que se describe en la sección IV.B, la cual suministra al pánel la radiación solar correspondiente al punto geogr fico de instalación.

TAeroGen.

Modelo de Aéro Generador genérico. En la creación de un actor de este tipo se debe especificar el archivo del cual se leer la curva Potencia-Velocidad de Viento, lo que identificar al aerogenerador en particular y la Fuente de Viento a utilizar la que suministrar las velocidades de viento del lugar en cada paso de simulación.

TDiesel01.

Modelo sencillo de grupo diesel. Permite definir características de Potencia-Consumo, hora de prendido y hora de apagado.

TDiesel02.

Modela un grupo-diesel el cual es posible apagar si la energía del recurso alternativo cubre por completo la demanda. En este caso además de los parámetros de Tdiesel01 es posible fijar parámetros que fijan el criterio de apagado y prendido del diesel. Tdiesel02 lleva la cuenta de la cantidad de arranques, histograma de intervalos de operación ininterrumpida, histogramas de intervalos de no operación, gasto de combustible, etc.

Modelado de los recursos.

En esta sección se comenta la metodología seguida en el modelado de los recursos eólico y solar para la construcción de fuentes aleatorias para los mismos necesarias para simular muchos años de vida del sistema.

En la documentación de SimEnerg se describe más rigurosamente los métodos de modelado utilizados y las suposiciones realizadas.

Los modelos implementados son válidos sólo para el Uruguay, pero se suministra toda la información necesaria para calibrarlos a otras zonas.

Es posible cambiar el tipo de modelo utilizado incluyendo otro más sofisticado o más simple según las necesidades o los datos disponible. Es también importante la oportunidad que ofrece SimEnerg de probar la influencia de los diferentes modelos sobre los resultados. Los modelos que se describen a continuación fueron perfeccionados hasta que los histogramas de déficit anual de un sistema de prueba no presentaron cambios significativos.

Recurso eólico.

Se construyo una fuente generadora de viento que permite generar velocidades de vientos desde frecuencias una cada 10 minutos. Para calibrar la fuente a un lugar particular se necesitan por lo menos una serie histórica, mínimo un año, de las medias horarias del viento en el lugar de la instalación del molino. Para construir el generador randómico, se estudiaron los datos correspondientes a 6 años de medias horarias en 7 puntos geográficos del Uruguay y se construyó así una fuente genérica que reúne las características comunes ha estos puntos en forma paraméetrica lo que permite calibrarla a otras zonas del Uruguay. El generador randómico se construyeéo meediante la identificación del filtro digital que captura la memoria contenida en las series históricas disponibles, esta identificación llevo a las siguientes conclusiones: Para el Uruguay, un filtro de orden es suficiente para representar la memoria de las series históricas de las medias diarias. Los coeficientes del filtro resultan ser los mismos para todo el país, por lo cual para calibrar el generador se calibra la fuente randómica de memoria nula que sirve de entrada al filtro.

El filtro de la fuente está ajustado para Uruguay, y para usarlo en otras zonas habría que identificar el filtro correspondiente.

Las variaciones horarias (y cada 10 minutos) se agregan al generador de medias diarias, con información proveniente del año histórico suministrado para calibración.

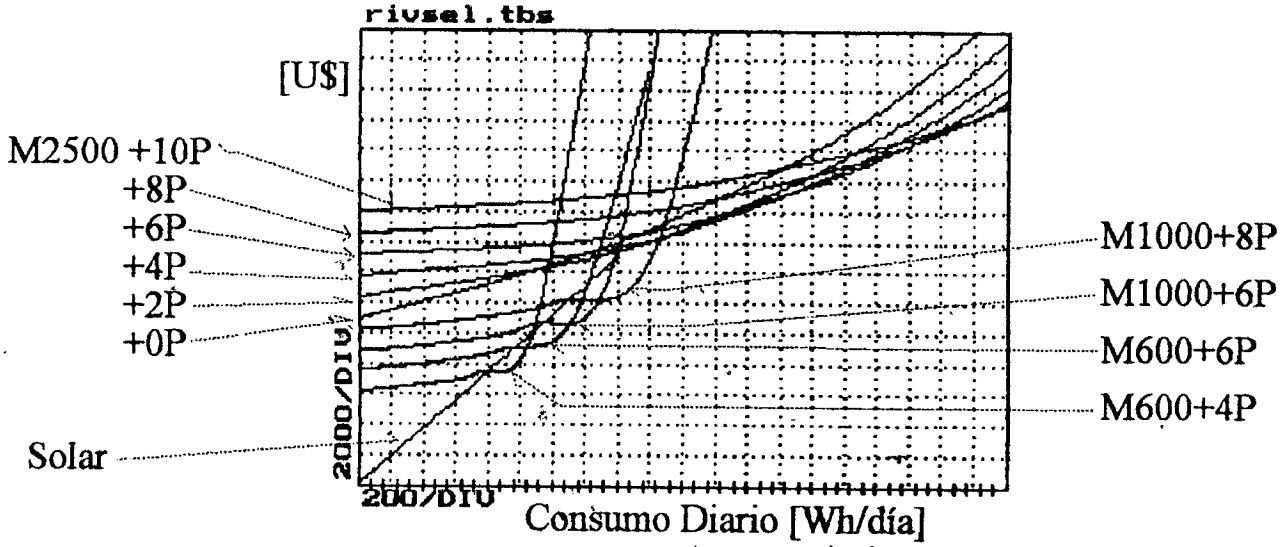
Recurso solar.

A partir de 8 años de medidas de la media diaria de la radiación global en un punto del Uruguay, se realizo una fuente randómica con una memoria apreciable de 3 días y de un mapa con el promedio mensual de la misma magnitud en todo el país se aplican coeficientes a la fuente para el punto inicial de forma de convertirla la punto geográfico donde se realizará la instalación manteniendo los promedios mensuales dados.

La metodología seguida esta bien definida en la documentación de SimEnerg como para facilitar la extensión del generador para zonas exteriores al Uruguay.

Ejemplo.

El software se utilizo para seleccionar los componentes de sistemas autónomos para diferentes rangos de potencia para una calidad de servicio correspondiente a una confianza mayor a 90% de tener un déficit energía anual inferior al equivalente a 10 días de apagón. Los resultados que se muestran en la siguiente figura,



corresponden al costo de la instalación, calculada en 20 años en la cidudad de Melo. Para los cálculos se supuso que las baterías son estacionarias de plomo-ácido y que cada 5 años se cambia el banco completo de baterías lo cúal supone cambiarlo a los 5, 10 y 15 años. El eje de las absisas corresponde a la energía consumida por día en el sistema expresada en Wh/día. En las ordenadas se expresa el valor actual en U$ de la instalación en los proximos 20 años. Cada curva corresponde a una opción de sistema diferente. Por ejemplo la curva etiquetada como M1000+6P es la que corresponde a un sistema con un aerogenerador de 600W (modelo LMW600) y 6 paneles solares de 48W (pico). De la figura, es posible seleccionar el sistema, según el tamaño de la demanda prevista, para instalaciones a proyectar en las cercanías de la ciudad de Melo. Por supuesto que el viento es muy variable por fenómenos locales como ser cerros o grangas de árboles, pero de cualquier manera el cuadro anterior es lo que se puede esperar en valor medio.

Estudios semejantes se están realizando actualmente para diferentes zonas del país.

Conclusión.

Como conclusión de esta presentación se quiere resaltar la importancia de la metodología Orientada a Objeto utilizada para el desarrollo de SimEnerg la cual puede ser aplicada en muchas otras áreas. La misma permitio la participación activa de diferentes especialistas de la aplicación en el desarrollo de los modelos de los actores, así como un desarrollo incremental que permite llevar el desarrollo de la herramienta hasta "lo necesario" lo que la hace muy eficiente desde el punto de vista del tiempo insumido en el desarrollo de la misma en relación con los resultados de su aplicación.

En cuanto a SimEnerg hay que reafirmar que cumple el objetivo para el cual fuè desarrollado que es analizar las diferentes tecnologías para la generación de energía eléctrica en forma autónoma y los rangos de sistemas en los que son aplicables cada una.

El diseño e implementación del software insumió 400 horas-hombre distribuidas en 6 meses, sin contar el desarrollo del Núcleo de Tiempo ni de la Interface de Presentación Gráfica módulos que ya se habían desarrollado para otras aplicaciones y fueron simplemente reusados en SimEnerg. De los seis meses, los dos primeros se utilizarón en análisis del problema (maduración) los dos siguientes en diseñar el marco general (generación del modelo de escenario y actores) y los dos réstantes para la implementación del software.

DESARROLLO DE UN DIVISOR PATRON PARA MEDIDA DE IMPULSO EN ALTA TENSION.

Daniel Slomovitz, Jorge Fernández Daher

UTE LABORATORIO, Paraguay 2385, Montevideo, Uruguay
email:labute@chasque.apc.org

Resumen. **Se presenta el diseño de un divisor resistivo patrón. Los requisitos impuestos a este diseño están dados por las normas IEC. La IEC 60-3 (1976) está actualmente en proceso de revisión. El proyecto (42.2.2) refiere a sistemas de medida de referencia en alta tensión. En éste se propone un cambio de filosofía, considerando a los divisores de impulso en forma similar a los restantes patrones eléctricos. Por esto, en forma adicional a los ensayos convencionales (respuesta al escalón, relación de división, etc) se proponen rutinas de intercomparación entre laboratorios.**
En este trabajo se detalla la implementación de un divisor y su ensayo con un generador de escalones. Se muestra que la respuesta al escalón es ampliamente satisfactoria como para considerarlo divisor de referencia, de acuerdo al proyecto referido. Se comparan resultados obtenidos de divisores comerciales, discutiéndose la incidencia que el cambio de norma tendrá en las instalaciones actualmente en uso.

El trabajo discute también la importancia y el desarrollo de un sistema de intercomparación de divisores a nivel regional, destacándose la ausencia de patrones de divisores de impulso en los países integrantes del Mercosur.

1. INTRODUCCION

DE acuerdo a las normas los equipamientos de alta tensión deben ensayarse con ondas de impulso plenas y recortadas. Las formas de onda de tensión se miden con un sistema compuesto por un divisor de impulso y un medio de registro, sea osciloscopio analógico o digital o un digitalizador.

Este trabajo fue presentado en el TERCER ENCUENTRO DE POTENCIA, INSTRUMENTACION Y MEDIDA del IEEE Sección Uruguay; desarrollado en Montevideo, entre el 29 y 30 de setiembre de 1993.

Debido a las limitaciones de respuesta de un divisor la onda de salida puede estar distorsionada no reflejando fielmente la tensión que se quiere medir. Esto puede inducir a errores en la evaluación de la tensión de pico y otros parámetros de la forma de onda.
Para ensayos de rutina con formas de onda normalizadas se utilizan una serie de parámetros para poder caracterizar a un divisor de impulso. Si se conocen estos parametros de respuesta entonces es posible decidir si este es apto o no para la medida de la tensión dentro de los errores máximos admitidos por las normas.

2. NORMAS VIGENTES

La performance de los divisores de impulso está regulada por las normas IEC 60-3 [1] y 60-4 [2]. Sin embargo, muchos trabajos

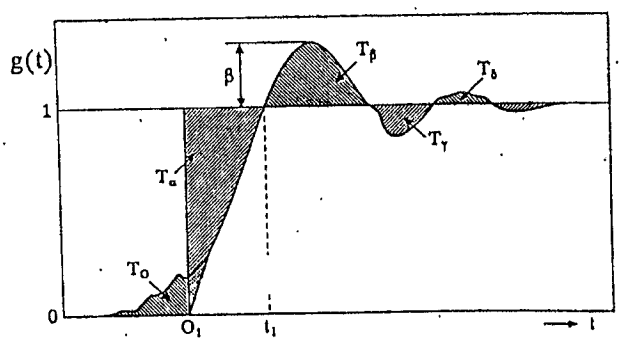


Figura 1

han demostrado que divisores de acuerdo con estas normas, producen errores inaceptables en la medición de ondas de impulso[3], [4].
Las normas IEC vigentes califican el comportamiento del divisor a través del parámetro básico T. Este valor es la sumatoria algebraica de las áreas comprendidas entre la respuesta al escalón normalizada y un escalón unitario ideal. El valor de |T| debe ser

inferior a 0.2 μs. Para ensayos de impulso de rayo no se especifican límites para los otros parámetros como ser las áreas parciales, el origen convencional, etc.
Actualmente se está estudiando una revisión de las normas IEC. Este proyecto [5] define una serie de parámetros que se describen a continuación (ver figura 1).

Origen virtual O1.
La intersección con el eje de tiempo de una recta trazada tangente a la parte con mayor pendiente del frente de la respuesta al escalón.

Respuesta al escalon normalizada g(t).
La respuesta al escalón normalizada a valor unitario.

Integral de respuesta T(t).
La integral desde O1 a t de uno menos la respuesta normalizada.

$$T(t) = \int_{O1}^{t} [1 - g(\tau)]d\tau$$

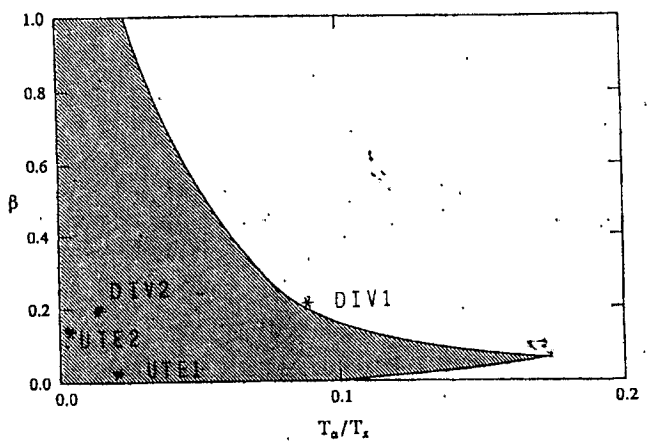


Figura 2

Tiempo de respuesta experimental T_N
El valor de la integral de respuesta hasta tmax.
T_N=T(tmax)

Tiempo de respuesta parcial T_α
El valor máximo de la integral de respuesta.

Overshoot β.
La cantidad por la cual el valor máximo de la respuesta excede la unidad.

Tiempo de distorsión inicial T_0.
El área encerrada por el eje de tiempo, la respuesta normalizada g(t) y la línea recta usada para determinar O1.

Tiempo de establecimiento ts.
El menor tiempo para el cual el tiempo de respuesta residual T_R(ts) toma un valor y se mantiene menor al 2% de ts para cualquier tiempo entre ts y tmax.

Los cambios principales a la norma vigente en lo que a divisores se refiere, consisten en definir dos tipos de sistema de medida. Se define un sistema de medida aprobado y un sistema de medida de referencia. Las exigencias de performance sobre este último son mayores. Los sistemas de medida aprobados son los que se utilizarían para la realización de ensayos de rutina en equipamiento de alta tensión. Los sistemas de referencia serían patrones, considerándolos en la misma forma como el resto de los patrones eléctricos ya conocidos. La nueva norma propone rutinas de intercomparación entre laboratorios con un periodo entre ensayos de 5 años para así poder mantener la trazabilidad de los patrones hacia un laboratorio reconocido.
Para los sistemas de medida aprobados se admite una gama de valores para el overshoot y la relación T_α/T_1, donde T_α es el tiempo de respuesta parcial y T_1 es el tiempo de frente del impulso a medir. En la figura 2 la zona sombreada indica la gama de valores permitida.

Parámetro	impulso de rayo	impulso recortado en el frente	impulso de maniobra	impulso de corriente
tiempo de respuesta T_N	≤15 ns	≤10ns	-	-
tiempo de establecimiento t_s	≤200ns	≤150ns	10μs	-
tiempo de respuesta parcial T_α	≤30ns	≤20ns	-	0.1 T_1
distorsión inicial T_0		≤2.5ns	-	-

Tabla 1

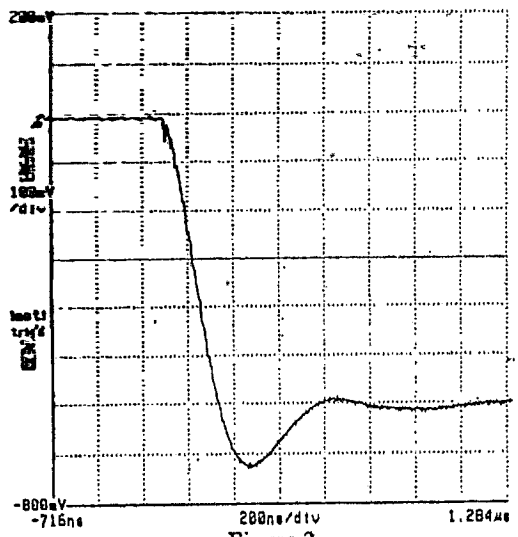


Figura 3

Para los sistemas de medida de referencia y dependiendo para que tipo de ensayos se van a utilizar hay límites para otros parámetros tal como se muestra en la tabla 1.

Comparando ambos documentos, resulta que la norma sólo limita la suma algebraica de las áreas. Por tanto un divisor cuya respuesta tenga grandes apartamientos de un escalón podría resultar aprobado si las áreas positivas y negativas fueran similares. Por otro lado el proyecto impone entre otros límites, un valor máximo a

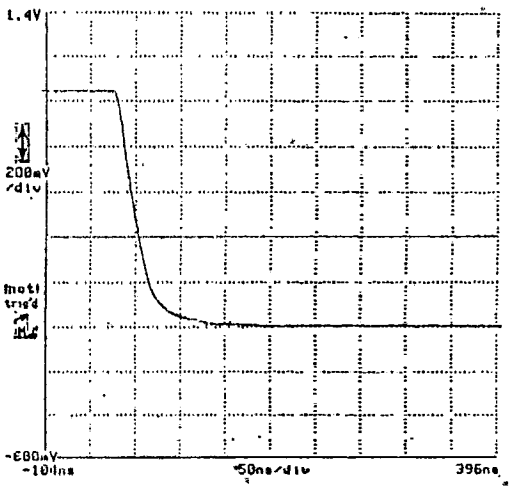


Figura 4

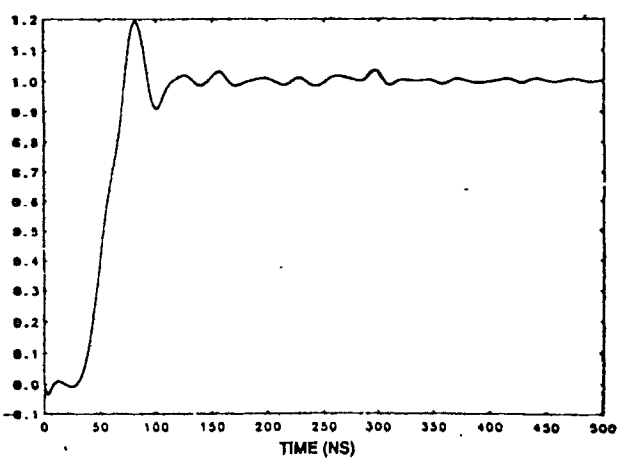


Figura 5

la primer área (T_a). Esta condición es mucho más severa que la anterior.

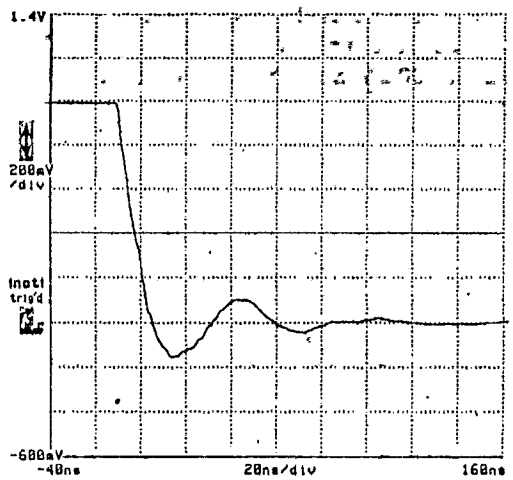


Figura 6

3. RESPUESTA AL ESCALON.

Para la determinación de los parámetros de respuesta de los divisores de impulso es necesario registrar la respuesta a un escalón. Para ello se utilizó el montaje recomendado en la revisión de la norma. El mismo consta de un plano vertical y un piso eléctricamente conectados entre si y a tierra. El generador de escalones se monta en el plano vertical a la altura del extremo superior del divisor bajo ensayo de tal forma que el conductor de alta tensión quede horizontal.

El generador de escalones consiste básicamente en una fuente de tensión continua cuya salida se cortocircuita con una llave con contactos bañados en mercurio. La llave se conmuta a una frecuencia de 100 Hz para tener un tren de escalones.

Los registros de las formas de onda se realizaron con osciloscopios digitales de 10 bits utilizándolos en modo "sequential single shot". De esta manera es posible obtener mayor precisión usando osciloscopios de baja velocidad pero mayor cantidad de bits de resolución vertical.

4. RELEVAMIENTO DE LOS PARAMETROS

Se relevo la respuesta de varios divisores de distinto tipo, algunos de ellos comerciales. En la figura 3 se muestra la respuesta al escalón de un divisor comercial de 200 kV de tipo mixto (DIV1). Los valores de los parámetros de respuesta de éste y el resto de los divisores están resumidos en la tabla 2. Como muestra la misma, este divisor cumple con las exigencias de las normas vigentes pero no asi con las exigencias de la nueva norma, ni siquiera para sistemas aprobados. En efecto, el tiempo de respuesta T es menor a 200 μs pero si observamos la figura 2 vemos que la relación entre su overshoot β y T_a/T_1 cae fuera del rango admitido por el proyecto para ensayos de impulso de rayo.

Se diseñó un nuevo divisor de impulso (UTE1) cuyos requisitos fueron lograr mayor velocidad y menor overshoot. Se decidió realizar un divisor resistivo con resistencias de película y en baño de aceite. En la figura 4 se muestra su respuesta. De los valores de la tabla 1, se concluye que es apto como sistema aprobado de acuerdo al proyecto para ondas plenas y cortadas en el frente.
Ultimamente se adquirió un nuevo divisor comercial de tipo resistivo (DIV2) de 300 kV. Su respuesta se muestra en la figura 5.

divisor	T_N(ns)	T_a(ns)	T_o(ns)	β(%)	t_s(ns)
DIV1	60	110	2	20.5	775
UTE1	22	24	-	1.4	79
DIV2	16	19	-	19.8	300
UTE2	7	8	-	15	89

Tabla 2

De acuerdo a esos valores y según la nueva norma, este divisor es apenas aceptable como divisor de referencia para ensayos de impulso con onda completa.
Actualmente se está trabajando en el desarrollo de un nuevo divisor resistivo (UTE2) con la intención de usarlo como divisor de referencia. Para eso se utilizaron resistencias no inductivas especiales para uso en impulso. La rama de alta tensión está formada por 5 resistencias de 680 ohms y la rama de baja tensión por una resistencia de 20 ohms. El divisor posee un toroide conformador de campo eléctrico en el extremo superior del divisor y se agregó un cilindro en la base del mismo conectado a tierra. En una implementación preliminar se logró la respuesta que se muestra en la figura 6.
Se deduce que esos valores están dentro de los límites exigidos a un divisor de referencia para uso en ensayos de impulso de onda plena y recortada. En efecto, se puede ver en la figura 2 que su relación entre b y Ta/T1 cae dentro del rango aceptado y los demás parámetros, T, Ta, b, T0 y ts, están por debajo de los límites impuestos por el proyecto para divisores de referencia para impulso de rayo completo y cortado en el frente.

6. CONCLUSIONES

Realizando una comparación de las normas vigentes con el proyecto en estudio se ve que los sistemas actualmente en uso difícilmente serán aptos para su uso como divisores de referencia cuando entre en vigencia el proyecto. Más aún, hay algunos divisores que ni siquiera podrán ser usados como sistemas aprobados para uso en ensayos de rutina con impulsos de rayo plenos. Es obvio que para poder tener un divisor patrón es necesario realizar un diseño cuidadoso para poder lograr configuraciones de divisores que se ajusten con mayor exactitud a un divisor ideal.
Actualmente en los países integrantes del Mercosur no existen divisores de impulso patrones aprobados. El desarrollo de este divisor y su posterior contraste contra el patrón del PTB (Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Alemania) será de gran importancia para la región.

7. REFERENCIAS

[1] IEC 60-3, "High-Voltage Test Techniques", 1976.

[2] IEC 60-4, "High-Voltage Test Techniques", 1977.

[3] Mc Comb T.R., et al, "Comparative measurement of HV impulses to evaluate different sets of response parameters", IEEE PWRD-6, 1991.

[4] Hyltén-Cavallius N., "A new approach to minimize response errors in the measurement of high voltage impulses", IEEE PAS-102, 1983.

[5] "High Voltage Test Techniques", project number 42.2.2, June 1992.

Daniel Slomovitz (M'86, SM'89) nació en Uruguay el 25 de mayo de 1952. Recibió el título de Ingeniero Eléctrico de la Universidad de la República, Montevideo, Uruguay, en 1978.
De 1977 a 1985 fue docente en el Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República, en la cátedra de Componentes Eléctricos. Desde 1977 trabaja en el Laboratorio de UTE, siendo su director desde 1979. Ha realizado investigaciones en ensayos eléctricos y ha publicado más de 30 artículos.

Jorge Fernández (M'87) nació en Montevideo, Uruguay, el 25 de junio de 1961. Recibió el título de Ingeniero Industrial opción Electrónica de la Universidad de la República, Montevideo, Uruguay, en 1987.
Desde 1980 trabaja en UTE, desempeñándose en el Departamento de Electrotecnia del Laboratorio desde el año 1984. Ha dictado cursos relativos a instrumentación y publicó artículos en publicaciones del IEEE.

ESTUDIO SOBRE PROTECCION DE DEFECTOS A TIERRA EN LA RED DE 6 kV DEL DEPARTAMENTO DE MONTEVIDEO.

Osvaldo Borrat
UTE
Gcia. Sector Explotación de Montevideo
Dpto. Protecciones y Medidas

Resumen.

Originalmente la totalidad de la red de 6 kV del departamento de Montevideo tenía el neutro aislado y no contaba con protección de defectos a tierra.

Desde hace algunos años se comenzaron a instalar relés de defecto a tierra diseñados para neutro aislado.

Se observó que en las zonas céntricas, donde la red es exclusivamente de cable subterráneo, estas protécciones funcionan satisfactoriamente. Por el contrario, en las zonas suburbanas, donde la red es en gran parte aérea, ocurren muchas actuaciones en las que falla la coordinación de las protecciones.

Las nuevas estaciones de transformación de 30/6 kV para zonas suburbanas se están proyectando con el neutro aterrado a través de una resistencia de 4 Ω y protección contra defectos a tierra.

Por otro lado en los puntos en que las protecciones de defecto a tierra presentaban problemas se ha comenzado a conectar el neutro a tierra, manteniendo las protecciones previstas para neutro aislado, modificando ligeramente los ajustes.

En este trabajo se describen las características de las instalaciones, se estudian los defectos una fase a tierra y dos fases a tierra y se justifican los ajustes de las protecciones de defecto a tierra.

Este trabajo fue presentado en el TERCER ENCUENTRO DE POTENCIA, INSTRUMENTACION Y MEDIDA del IEEE Sección Uruguay; desarrollado en Montevideo, entre el 29 y 30 de setiembre de 1993.

CARACTERISTICAS DE LA RED ESTUDIADA.

La red actual de media tensión en la ciudad de Montevideo tiene el neutro aislado, en su mayor parte.

En la zona urbana la red está formada en su totalidad por cable, siendo la mayor parte monoplomo con aislación de papel impregnado en aceite, aunque también existe una pequeña extensión de cable unipolar con aislación de polietileno reticulado.

En la zona periférica parte de la red es igual a la zona urbana, pero existen también ramales aéreos con extensiones importantes.

Hasta hace pocos años esta red recibía prácticamente solo mantenimiento correctivo cada vez que presentaba una falla. Por otro lado, además del deterioro normal que sufre una línea que atraviesa zonas arboladas, sufre también un deterioro importante por vandalismo.

Si bien actualmente se está realizando un esfuerzo muy importante para reacondicionar estas líneas, el grave estado de deterioro en que se encontraban y el vandalismo hacen que, en algunos casos, continúen presentando frecuentes fallas, en su mayoría a tierra.

Sistema de protecciones utilizado.

Hasta hace aproximadamente 10 años las estaciones de transformación de 30/6 kV solo contaban con protección de sobrecorriente y térmica para los transformadores y protección de sobrecorriente de

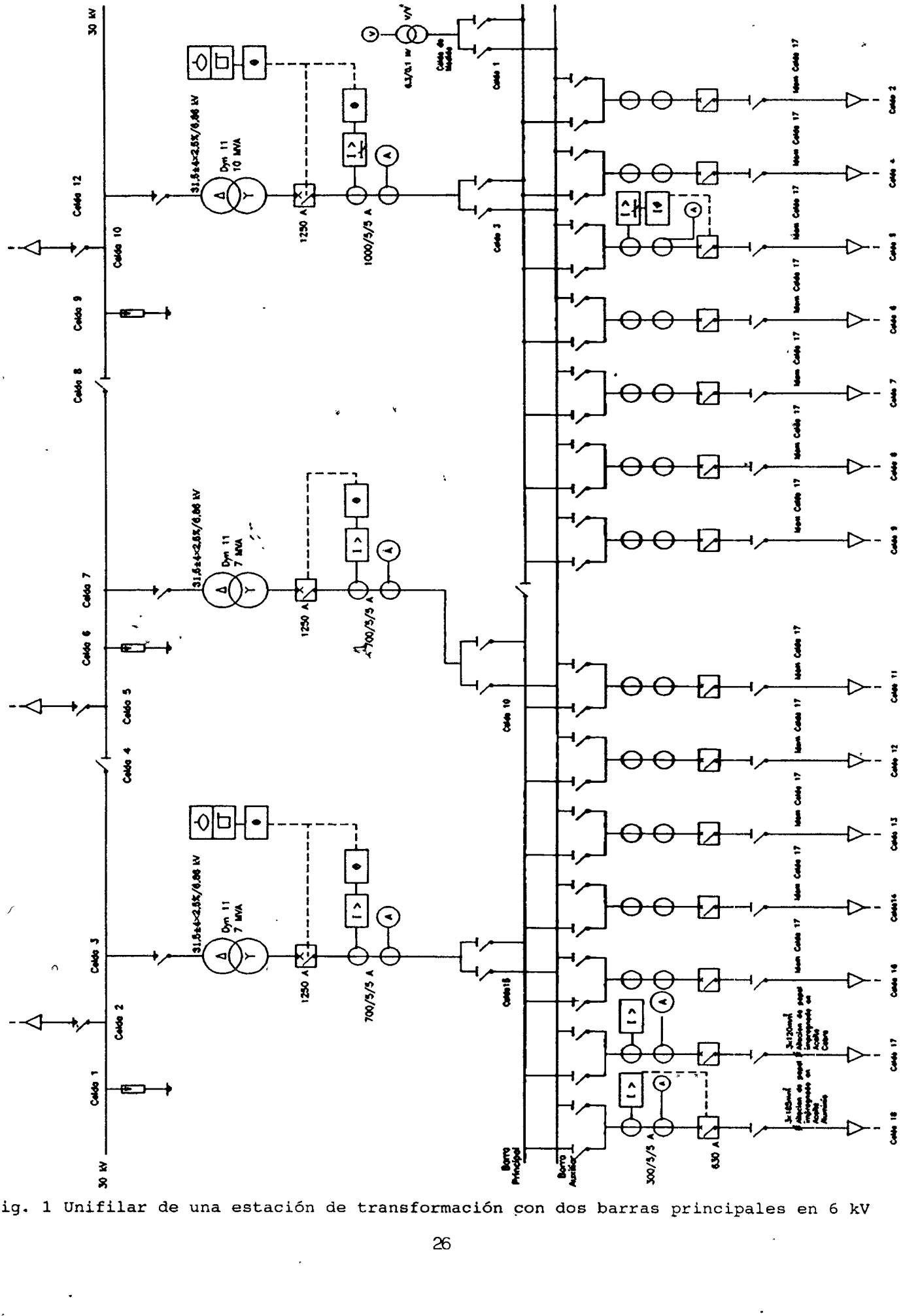


Fig. 1 Unifilar de una estación de transformación con dos barras principales en 6 kV

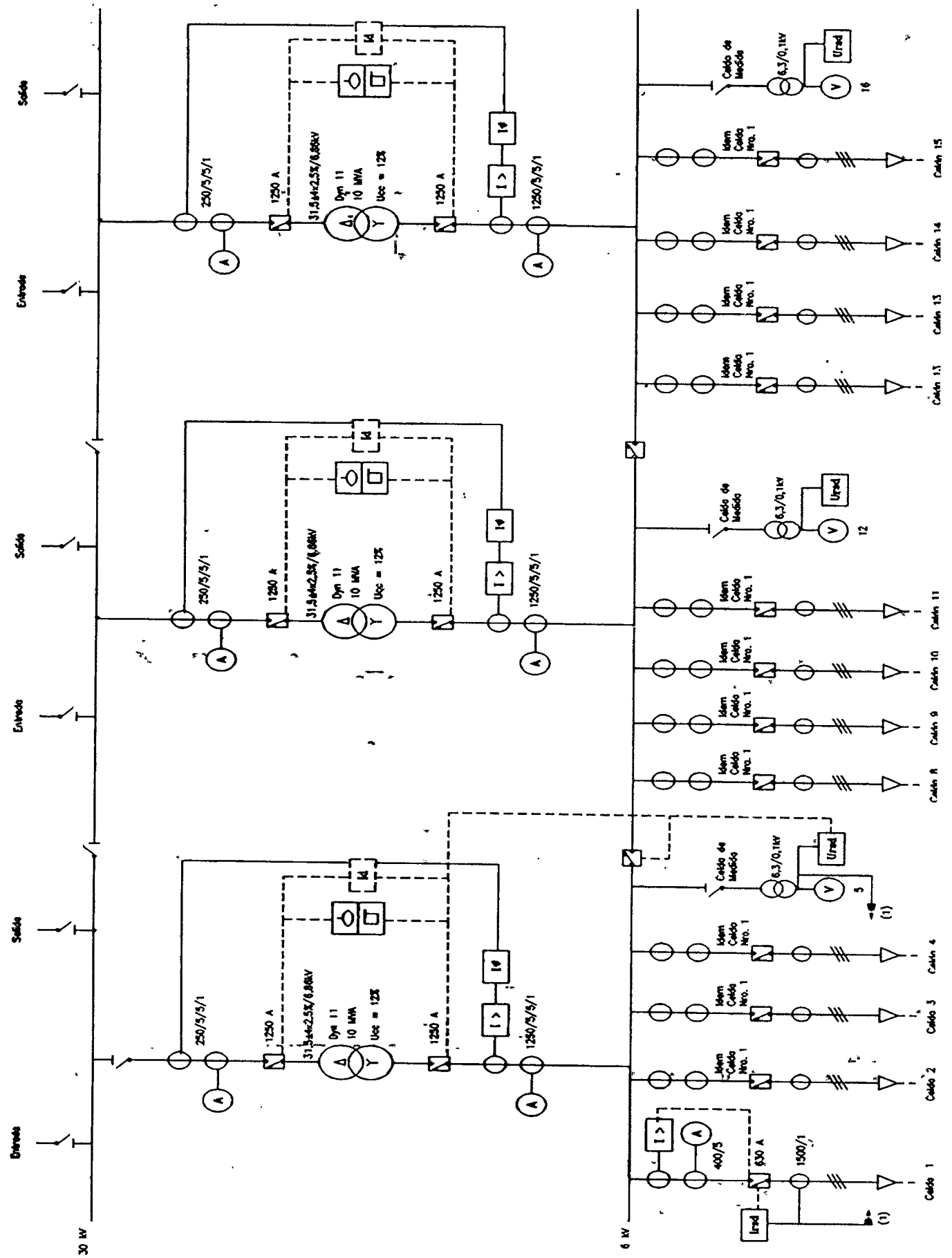


Fig. 2 Unifilar de una estación de transformación con una barra principal en 6 kV

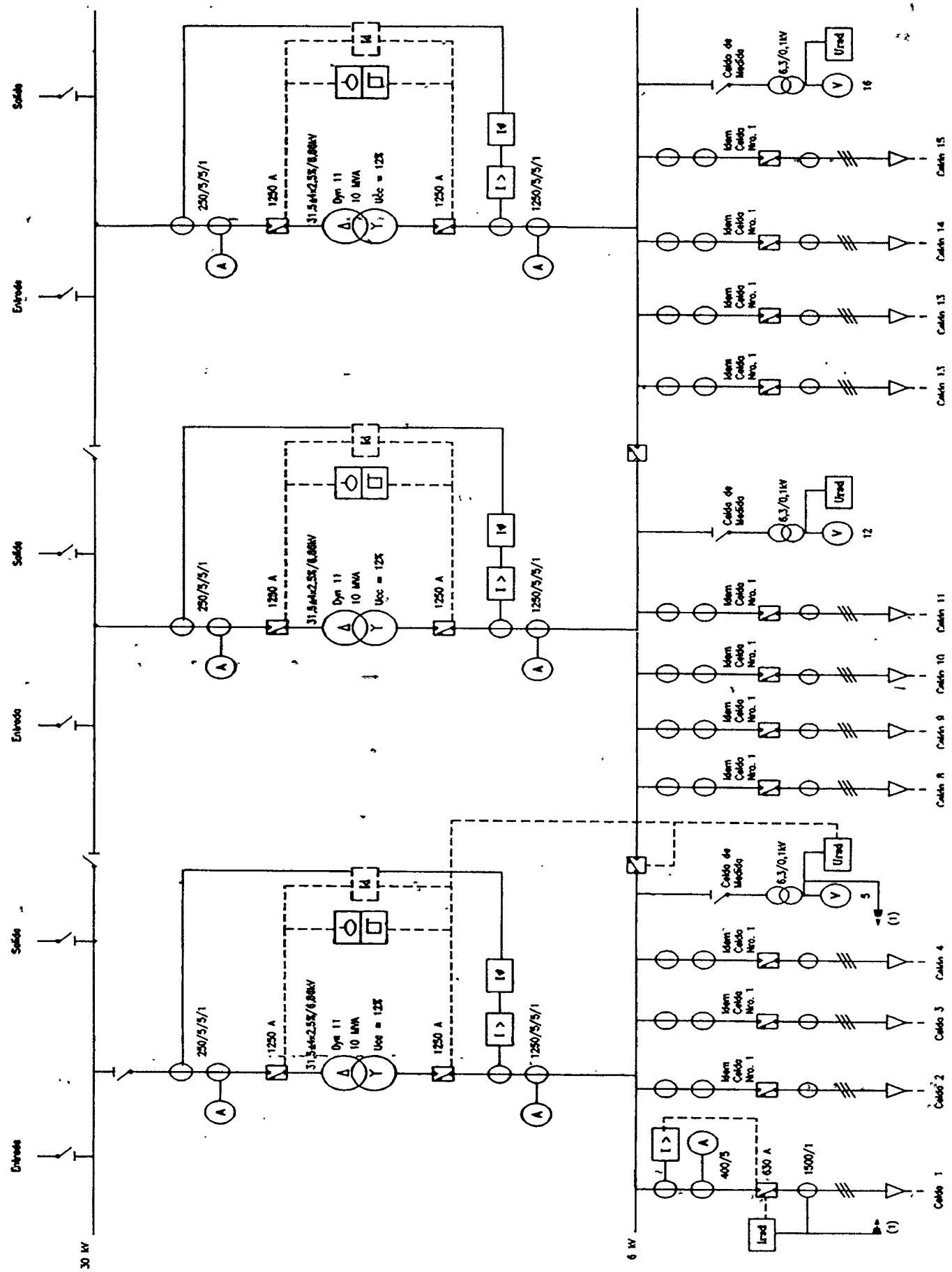


Fig. 2 Unifilar de una estación de transformación con una barra principal en 6 kV

tiempo definido en las salidas de 6 kV.

Por esta razón en la mayor parte de la red los defectos a tierra se manifiestan después que aparece un segundo defecto a tierra en otra fase. Como consecuencia de esto, en general, los defectos son de alta corriente.

En las figuras 1 y 2 se muestran dos unifilares típicos de estaciones de transformación de 30/6 kV.

Recién en los últimos años se comenzó a instalar protección contra defectos a tierra.

Inconvenientes de no contar con protección de defecto a tierra.

La red está prevista para soportar la tensión compuesta con respecto a tierra, pero la vaina de plomo de los cables se especifica para soportar 1 kA durante 1 segundo por lo cual en los casos de doble defecto a tierra, en que la corriente de defecto circula por un tramo de la vaina, el cable puede sufrir un deterioro importante.

Las consecuencias son más graves aún en la red aérea, ya que los arcos repetidos contra árboles debilitan mecánicamente la línea y las grandes corrientes de defecto hacen que la caída a tierra de una línea sea frecuente, quedando esta con tensión en el suelo, representando un grave riesgo para las personas.

CARACTERISTICAS DE LAS PROTECCIONES DE DEFECTO A TIERRA UTILIZADAS EN LA RED DE NEUTRO AISLADO.

Como en la red de neutro aislado hay interés en detectar bajas corrientes de defecto a tierra los relés utilizados miden la corriente residual por medio de transformadores toroidales (si se utilizaran los transformadores de intensidad de fase la corriente de error de los mismos podría hacer actuar el relé de tierra antes de alcanzarse la carga nominal del cable).

En una red de neutro aislado por los cables no defectuosos circula una corriente residual proporcional a su longitud. Para evitar que una salida no defectuosa resulte desconectada ante un defecto en otra salida es necesario utilizar relés direccionales o elegir un umbral de corriente más alto que la máxima corriente residual que este puede aportar a la red. Esto último implica, en cables de varios quilómetros de longitud, reducir mucho la sensibilidad.

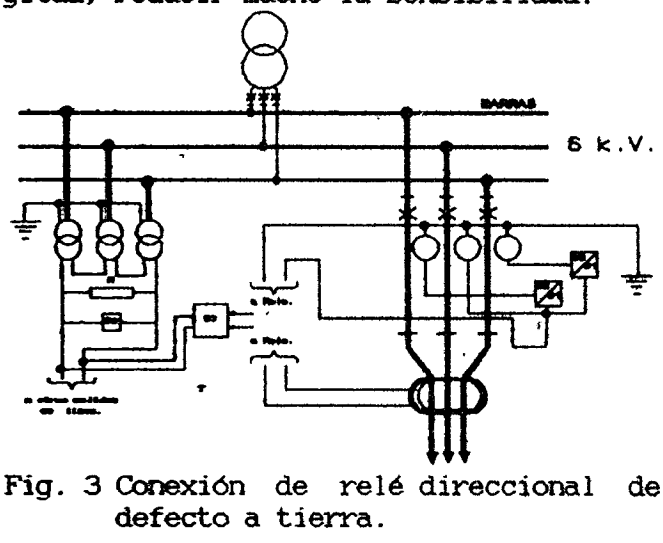


Fig. 3 Conexión de relé direccional de defecto a tierra.

En estas estaciones de transformación existe además una protección de tensión homopolar para defectos a tierra en barras de 6 kV. Si la estación de transformación tiene más de un transformador este relé actúa primero sobre los disyuntores de acoplamiento de barras y después sobre el del transformador. Esta protección actúa también en los casos en que hay una sola salida conectada al transformador y por lo tanto no circula corriente residual por el transformador toroidal.

Con la finalidad de mantener el servicio cuando se trata de defectos fugaces se emplean además relés de reconexión en las salidas que alimentan líneas aéreas. Se hace una reconexión rápida y una lenta.

Dificultades que se han observado con este sistema de protecciones.

1) Red de cable subterráneo.

En la red de cable subterráneo prácticamente en todos los casos las actuaciones de estos relés respondieron a un defecto y fueron selectivas. Los relés de sobrecorriente residual se ajustaban en 4 % de corriente residual primaria, temporizados en .3 s y los de tensión residual

tiempo definido en las salidas de 6 kV.

Por esta razón en la mayor parte de la red los defectos a tierra se manifiestan después que aparece un segundo defecto a tierra en otra fase. Como consecuencia de esto, en general, los defectos son de alta corriente.

En las figuras 1 y 2 se muestran dos unifilares típicos de estaciones de transformación de 30/6 kV.

Recién en los últimos años se comenzó a instalar protección contra defectos a tierra.

Inconvenientes de no contar con protección de defecto a tierra.

La red está prevista para soportar la tensión compuesta con respecto a tierra, pero la vaina de plomo de los cables se especifica para soportar 1 kA durante 1 segundo por lo cual en los casos de doble defecto a tierra, en que la corriente de defecto circula por un tramo de la vaina, el cable puede sufrir un deterioro importante.

Las consecuencias son más graves aún en la red aérea, ya que los arcos repetidos contra árboles debilitan mecánicamente la línea y las grandes corrientes de defecto hacen que la caída a tierra de una línea sea frecuente, quedando esta con tensión en el suelo, representando un grave riesgo para las personas.

CARACTERISTICAS DE LAS PROTECCIONES DE DEFECTO A TIERRA UTILIZADAS EN LA RED DE NEUTRO AISLADO.

Como en la red de neutro aislado hay interés en detectar bajas corrientes de defecto a tierra los relés utilizados miden la corriente residual por medio de transformadores toroidales (si se utilizaran los transformadores de intensidad de fase la corriente de error de los mismos podría hacer actuar el relé de tierra antes de alcanzarse la carga nominal del cable).

En una red de neutro aislado por los cables no defectuosos circula una corriente residual proporcional a su longitud. Para evitar que una salida no defectuosa resulte desconectada ante un defecto en otra salida es necesario utilizar relés direccionales o elegir un umbral de corriente más alto que la máxima corriente residual que este puede aportar a la red. Esto último implica, en cables de varios quilómetros de longitud, reducir mucho la sensibilidad.

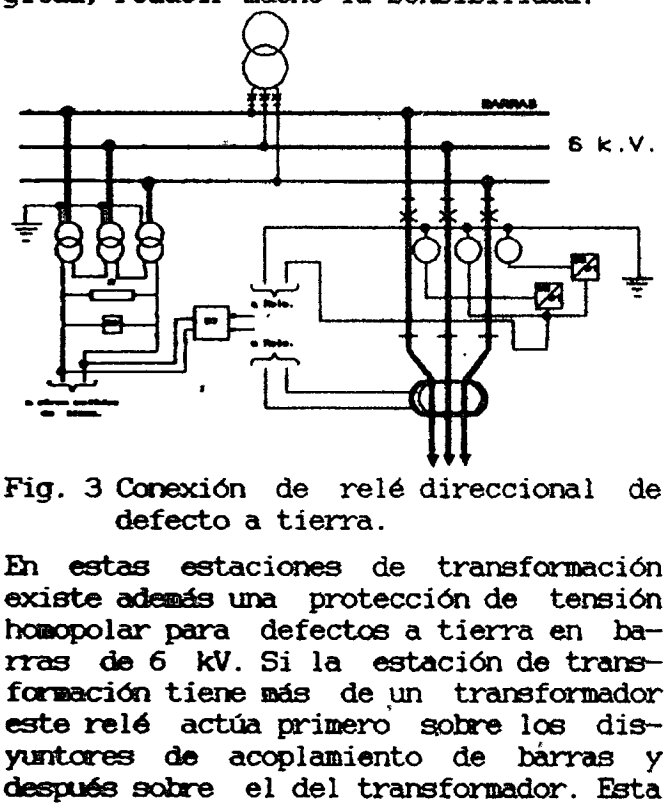


Fig. 3 Conexión de relé direccional de defecto a tierra.

En estas estaciones de transformación existe además una protección de tensión homopolar para defectos a tierra en barras de 6 kV. Si la estación de transformación tiene más de un transformador este relé actúa primero sobre los disyuntores de acoplamiento de barras y después sobre el del transformador. Esta protección actúa también en los casos en que hay una sola salida conectada al transformador y por lo tanto no circula corriente residual por el transformador toroidal.

Con la finalidad de mantener el servicio cuando se trata de defectos fugaces se emplean además relés de reconexión en las salidas que alimentan líneas aéreas. Se hace una reconexión rápida y una lenta.

Dificultades que se han observado con este sistema de protecciones.

1) Red de cable subterráneo.

En la red de cable subterráneo prácticamente en todos los casos las actuaciones de estos relés respondieron a un defecto y fueron selectivas. Los relés de sobrecorriente residual se ajustaban en 4 A de corriente residual primaria, temporizados en .3 s y los de tensión residual

en 2200 V de tensión residual primaria,- temporizados en 1 s).

Sólo se han presentado dos casos de actuaciones intempestivas o no selectivas, pero después de varios accionamientos en los que al reponer el servicio la instalación se mantenía energizada por minutos y aun horas, se encontró un defecto en un transformador en uno de los casos y en una caja de empalme en el otro caso.

2) Red con línea aérea.

Corresponde destacar que este tipo de protección sólo se utiliza cuando además de la línea aérea hay una red de cable con suficiente extensión para que en un defecto la corriente residual supere los 2 A que es la máxima sensibilidad de los relés utilizados (la capacidad homopolar de un cable es del orden de 20 veces la de una línea aérea de igual longitud, y no hay en Montevideo líneas tan extensas que permitan alcanzar el umbral de corriente).

En este caso, en las líneas que aun no fueron reacondicionadas, las actuaciones son frecuentes cada vez que llueve o hay viento.

Además de esto han sido frecuentes las actuaciones intempestivas o no selectivas aunque el ajuste de los relés era prácticamente el mismo que en la red totalmente subterráneo (solo se redujo el umbral de corriente a 2 A). Por este motivo se estudió el comportamiento de los relés direccionales de defecto a tierra frente a los casos de defecto una fase a tierra (1FT) y dos fases a tierra (2FT), con distintos valores de resistencia de defecto, mediante cálculo.

Selección de ángulo y ajustes de tiempo para lograr selectividad.

Se encontró que en el caso de defecto 1FT el ángulo entre tensión y corriente homopolar es 90º, para cualquier resistencia de defecto. Lo mismo ocurre cuando hay un defecto 2FT en una línea.

En el caso de defecto 2FT que involucra dos líneas (una fase de cada una) el ángulo entre tensión y corriente homopolar depende de las resistencias de defecto y de la relación entre la capacidad de la línea defectuosa y la capacidad total de la red conectada a la misma barra. En estaciones de transformación con menos de 4 salidas fácilmente se encuentran valores de resistencias de defecto que no pueden ser detectados por un relé direccional que tenga como zona de actuación un semiplano.

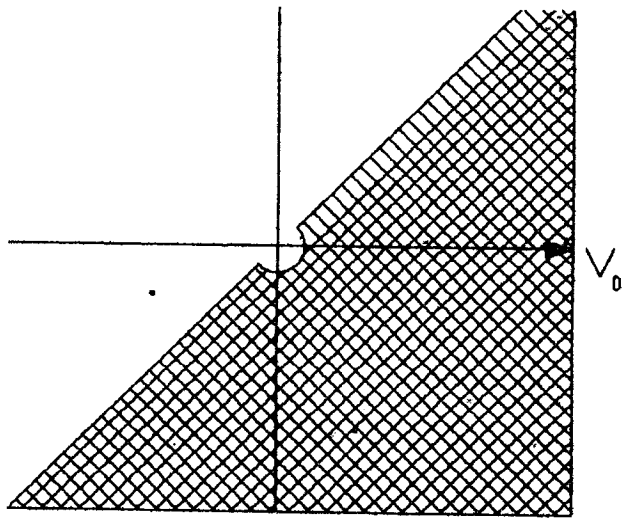


Fig. 4 Zona de actuación para relé direccional (neutro aislado).

Graficando el defasaje entre tensión y corriente residual en función de las resistencias de defecto se concluye que la zona más apropiada de actuación está aproximadamente entre 45º y -135º.

Por otro lado, en la mayoría de los casos, el relé de una de las líneas ve el defecto y el de la otra lo ve como defecto hacia atrás.

Por este motivo recién lo verá como defecto propio después que se haya desconectado la otra línea defectuosa.

En consecuencia el escalonamiento entre los relés de defecto a tierra de las salidas y el del transformador no debe tener en cuenta solamente los errores en los tiempos de actuación y los tiempos de interrupción de los disyuntores, sino que debe considerarse que la última línea defectuosa en desconectarse puede demorar tres veces el tiempo de ajuste de su relé en hacerlo, a partir del instante en que se produjo el defecto.

Para cumplir con esta condición los relés de las salidas se temporizaron en .6 s y el de transformador en 3 s.

Como ejemplo en la figura 5 se grafican los ángulos de defasaje de las corrientes residuales por las líneas defectuosas con respecto a la tensión residual en función de la resistencia de defecto en la fase c, para una resistencia de defecto de 200 Ω en la fase b. (1) es el defasaje de la corriente residual por línea con defecto en fase b y (2) el de la línea con defecto en la fase c

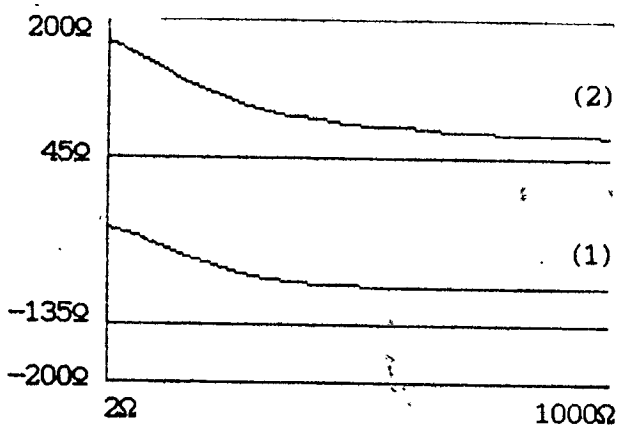


Fig. 5 Defasajes de las corrientes residuales en las líneas defectuosas.

Ajustes de corriente y tensión residual para lograr selectividad.

En una red de neutro aislado la relación entre la tensión y las corrientes residuales en un defecto, para un valor de impedancia de defecto, varía mucho con la capacidad homopolar de la línea defectuosa y las no defectuosas, por lo que siempre puede encontrarse una situación en que el umbral de tensión residual se alcance antes que el de corriente residual y por consiguiente no haya selectividad.

Se optó por estudiar un caso particular, con la red en su configuración habitual, considerando además casos en que una de las líneas se encontraba fuera de servicio. Se eligió para esto la estación de transformación de 30/6 kV Nº 43 ubicada en la zona de Melilla, la cual es un ejemplo típico de la red mixta considerada. En la figura 6 se observa que cuenta con tres salidas con una longitud de cable relativamente importante y una cuarta línea en la que no hay cable y por lo tanto la capacidad homopolar es casi nula.

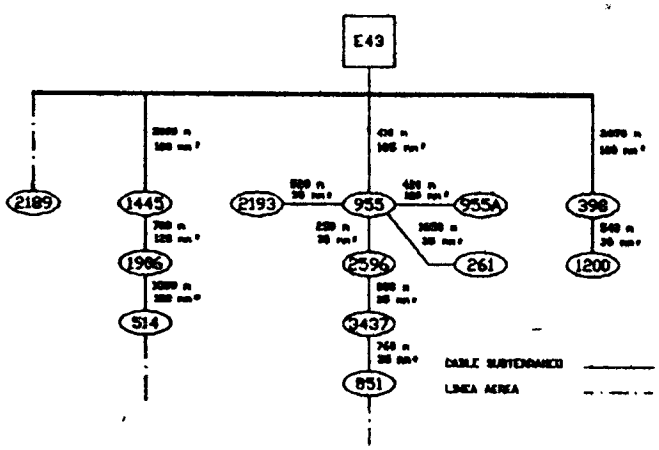


Fig. 6 Unifilar de las subestaciones alimentadas por la estación 43

En los casos particulares considerados para defectos 1FT se concluye que la protección es siempre selectiva para impedancias de defecto menores de 1000 Ω.

Sin embargo, si antes del defecto una de las tres líneas con capacidad importante se encuentra fuera de servicio y se produce un defecto 2FT entre las otras dos, no habrá suficiente capacidad homopolar para que actúe el relé de la línea que se desconectaría en último término y la tensión residual será la máxima, por lo que actuará el relé del transformador.

En la hipótesis de que todas las salidas están en servicio se encontró que con un defecto de 1200 Ω la tensión residual secundaria es 20 V y la corriente residual 2 A aproximadamente. Se adoptaron estos ajustes por ser el máximo y mínimo respectivamente que admiten los relés disponibles, pero en caso de haber una línea fuera de servicio un defecto de alta impedancia puede hacer actuar de tensión homopolar sin ser visto por el direccional de corriente homopolar.

En la figura 7 (1) es la resistencia de defecto que da una tensión residual secundaria de 20 V y (2) la resistencia de defecto que da una corriente residual de 2 A para un defecto 1FT en un cable (3 x 120 mm²) de 3 km de longitud en función de la longitud total de la red.

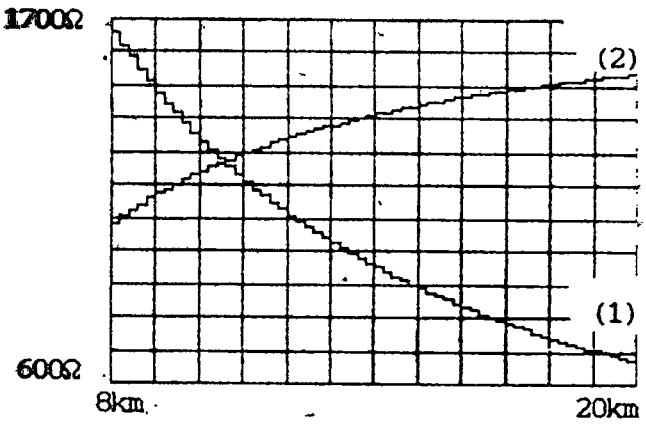


Fig. 7 Impedancias de defecto para alcanzar 20 V de U res. y 2 A de I res.

FUNCIONAMIENTO DE LOS RELÉS DIRECCIONALES CON EL NEUTRO ATERRADO.

En algunos puntos donde la capacidad de la red es demasiado baja y se observó un funcionamiento poco satisfactorio de los relés direccionales de defecto a tierra se conectó el neutro a tierra a través de una resistencia de 8 Ω.

Al conectarse el neutro a tierra se incrementa la corriente de defecto y disminuye la tensión residual notablemente. Esto opera a favor de la selectividad, pero la disminución de la tensión homopolar hace que aunque se supere el umbral de 2 A señalado anteriormente, en defectos de alta impedancia la protección no actúa por no alcanzarse la tensión residual mínima necesaria para la operación de los relés direccionales. En la mayoría de los relés utilizados actualmente en Montevideo se requiere el 1 % de la tensión residual máxima. Hay otros modelos que requieren el 5 %.

Utilizando la resistencia de aterramiento de 8 Ω los relés más sensibles permiten despejar defectos a tierra de hasta 700 Ω, debido a la mínima tensión requerida para la actuación.

Selección de ángulo y ajustes de tiempo para lograr selectividad.

Se encontró que en el caso de defecto 1FT el ángulo entre tensión y corriente homopolar es 180º, para cualquier resistencia de defecto. Lo mismo ocurre cuando hay un defecto 2FT en una línea.

En el caso de defecto 2FT que involucra dos líneas (una fase de cada una) el ángulo entre tensión y corriente homopolar depende de las resistencias de defecto.

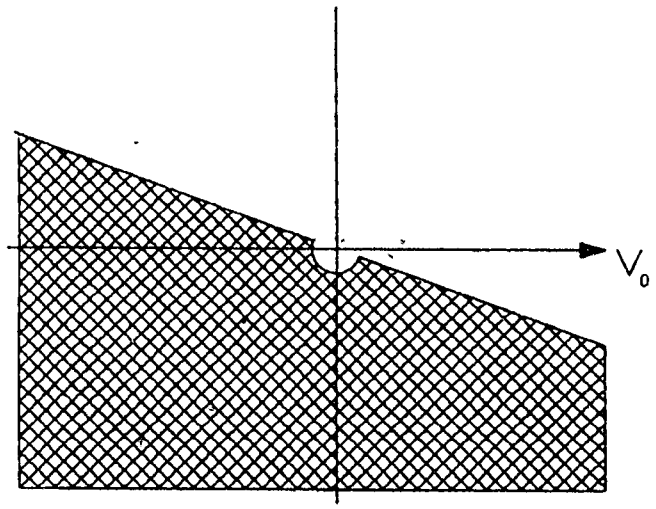


Fig. 8 Zona de actuación para relé direccional (neutro aterrado)

Graficando el defasaje entre tensión y corriente residual en función de las resistencias de defecto se concluye que la zona más apropiada de actuación está aproximadamente entre -20Ω y 160Ω. Por las mismas razones que en el caso de neutro aislado los relés de las salidas se temporizaron en .6 s y el de transformador en 3 s.

Ajustes de corriente y tensión residual para lograr selectividad.

La corriente residual puede ajustarse en 2 A primarios y la tensión residual en 10 V secundarios, con lo que se garantiza la selectividad.

PROTECCION CON RELE DE SOBRECORRIENTE DE TIERRA NO DIRECCIONAL EN UNA RED CON NEUTRO ATERRADO.

En estos casos el neutro se ha conectado a tierra a través de una resistencia de 4 Ω. Esta resistencia limita la corriente de defecto a tierra a 1 kA que es el valor admisible durante 1 s para la vaina de plomo de los cables.

Los relés de sobrecorriente de tierra se conectan generalmente usando la conexión Holmgreen de los transformadores de intensidad de fase. El umbral de corriente debe seleccionarse teniendo en cuenta la corriente que puede circular debido a la diferencia entre los transformadores de intensidad de las 3 fases, por lo cual de esta forma no pueden obtenerse sensibilidades tan grandes (para cables con corriente nominal de 300 A se puede ajustar en el orden de 20 A). La temporización se ajusta en 0,5 s.

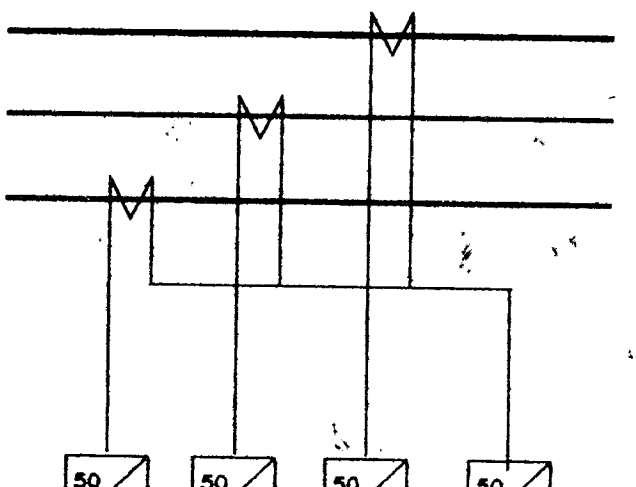


Fig. 9 Conexión Holmgreen.

Si se considera necesaria una sensibilidad mayor se pueden utilizar transformadores toroidales con lo cual se pueden ajustar los relés en valores como 8 A y aun hasta en 2 A.

En estos casos se pone un transformador de intensidad en el circuito del neutro del transformador de potencia con un relé de sobrecorriente que debe escalonarse con las salidas. Si la estación de transformación tiene más de un transformador el relé actúa primero sobre los disyuntores de acoplamiento de barras y después sobre el transformador. Las temporizaciones se ajustan en 1 s y 1,5 s.

CONCLUSIONES

El esquema de protección contra defectos a tierra más sensible y selectivo es el de neutro aterrado con transformadores toroidales para medir la corriente residual.

Cuando las salidas de la estación de transformación son directamente a línea aérea puede optarse por medir la corriente residual mediante los transformadores de intensidad de las fases, para no agregar tramos de cable que introducirían una posible fuente de defectos y encarecerían la instalación, pero la sensibilidad se ve reducida.

Si no es posible la conexión del neutro a tierra debido al grupo de conexión del transformador de potencia o falta de espacio y la red de cable es importante se puede obtener una protección satisfactoria mediante relés direccionales de defecto a tierra.

En casos donde ya hay instalados relés direccionales de defecto a tierra pero estos no funcionan satisfactoriamente con el neutro aislado, debido a una red de cable reducida, debe considerarse la posibilidad de conectar el neutro a tierra manteniendo la protección direccional existente.

RECONOCIMIENTO

Se agradece la colaboración de Pablo Arrieta y Rubens Ramponi especialmente en la realización de las ilustraciones.

APENDICE

Notación general utilizada.

Z_s impedancia directa de la red (Ω)

Z_0 impedancia homopolar de la red (Ω)

X_{cc} reactancia de cortocircuito del transformador de potencia (Ω)

$z_{R,L} = r + j\,x_L$ impedancia directa longitudinal de una línea en el modelo T (Ω/km).

x_C reactancia directa capacitiva por unidad de longitud de una línea en el

modelo T (Ω km).

$z_{0R,L} = r_0 + j\, x_{0L}$ impedancia homopolar longitudinal de una línea en el modelo T (Ω/km).

x_{0C} reactancia homopolar capacitiva por unidad de longitud de una línea en el modelo T (Ω km).

$Z_{d,L,R}$ impedancia directa longitudinal de la línea defectuosa en el modelo T (Ω).

$Z_{bi,L,R}$ impedancia directa longitudinal de una línea no defectuosa en el modelo T (Ω).

$X_{d,C}$ reactancia directa capacitiva de la línea defectuosa en el modelo T (Ω).

$X_{bi,C}$ reactancia directa capacitiva de una línea no defectuosa en el modelo T (Ω).

$Z_{0d,L,R}$ impedancia homopolar longitudinal de la línea defectuosa en el modelo T (Ω).

$Z_{0bi,L,R}$ impedancia homopolar longitudinal de una línea no defectuosa en él modelo T (Ω).

$X_{0d,C}$ reactancia homopolar capacitiva de la línea defectuosa en el modelo T (Ω).

$X_{0bi,C}$ reactancia homopolar capacitiva de una línea no defectuosa en el modelo T (Ω).

l_d longitud de la línea defectuosa (km)

l_{bi} longitud de una línea no defectuosa (km)

$l_b = \sum_i l_{bi}$

l_T longitud total de la red (km)

l_m longitud de la línea más larga (km)

R resistencia de aterramiento (Ω)

R_{def} resistencia del defecto (Ω)

E_d tensión directa (V)

M punto del defecto

P_d punto donde se mide la corriente residual en la línea defectuosa

P_{bi} punto donde se mide la corriente residual en una línea no defectuosa

I_a, I_b, I_c corrientes por las fases a, b y c respectivamente (A)

El resto de la notación se define en las figuras o en el texto.

Valores típicos utilizados.

X_{cc} = .8067 Ω Corresponde a un transformador de 7 MVA, 31.5/6.86 kV, Ucc = 12%

Para cable subterráneo de 6 kV aislado con papel impregnado en aceite, conductor de cobre de 120 mm²:

$$z_{R,L} = r + j\, x_L = \frac{.1533 + j\ .095}{2}\ \Omega/km$$

$x_C = -7334\ \Omega \cdot km$

$$z_{0R,L} = r_0 + j\, x_{0L} = \frac{.1533 + j\ .285}{2}\ \Omega/km$$

$x_{0C} = -13100\ \Omega \cdot km$

Para línea aérea constituida por conductores de cobre de 35 mm² dispuestos en triángulo isósceles de 1000 mm de base y 500 mm de altura:

$$z_{R,L} = r + j\, x_L = \frac{.5143 + j\ .3482}{2}\ \Omega/km$$

$x_C = -302.9 \cdot 10^3 \Omega \cdot km$

$$z_{0R,L} = r_0 + j\, x_{0L} = \frac{.5143 + j\ 1.045}{2} \Omega/km$$

$x_{0C} = -908.6 \cdot 10^3 \Omega \cdot km$

Corriente y tensión para defecto de una fase a tierra (1FT).

La corriente de defecto para un defecto 1FT es:

$$I_f = 3I_0 = 3\frac{E_d}{Z_a + Z_g + Z_0 + 3R_{def}}$$

La tensión residual es:

$$U_{res} = -I_f Z_0$$

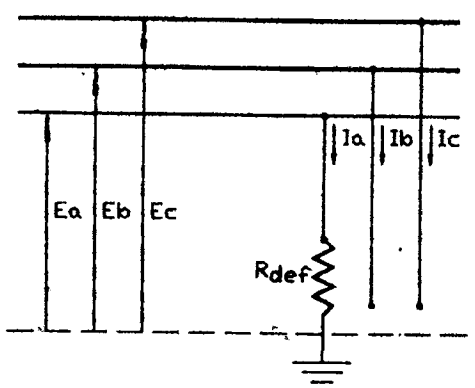


Fig. 10 Diagrama defecto una fase a tierra

Corrientes y tensión para defecto de dos fases a tierra (2FT).
Las corrientes de defecto son:

$a = e^{j2\pi/3}$

$$I_b = \frac{[3a^2R_c + a^2(Z_g + Z_a + Z_0) - (Z_g + Z_a + aZ_0)] \times 3E_d}{(3R_c + Z_g + Z_a + Z_0)(3R_b + Z_g + Z_a + Z_0) - (aZ_g + a^2Z_a + Z_0)(a^2Z_g + aZ_a + Z_0)}$$

$$I_c = \frac{[3aR_b + a(Z_g + Z_a + Z_0) - (aZ_g + Z_a + a^2Z_0)] \times 3E_d}{(3R_c + Z_g + Z_a + Z_0)(3R_b + Z_g + Z_a + Z_0) - (aZ_g + a^2Z_a + Z_0)(a^2Z_g + aZ_a + Z_0)}$$

$I_r = I_b + I_c$

$$U_{res} = -Z_0(I_b + I_c)$$

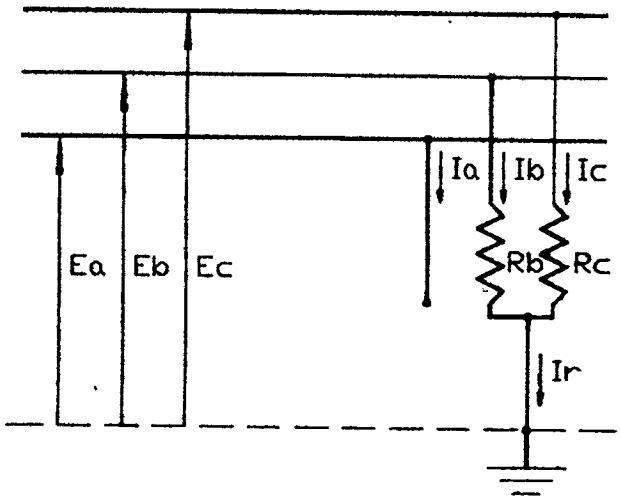


Fig. 11 Diagrama defecto dos fases a tierra.

La tensión residual es:

Si se trata de una línea muy corta la corriente residual al comienzo de la misma es igual a la corriente por la fase defectuosa. En cualquier otro caso a la corriente por la fase defectuosa hay que restar la fracción de I_r correspondiente a ese cable.

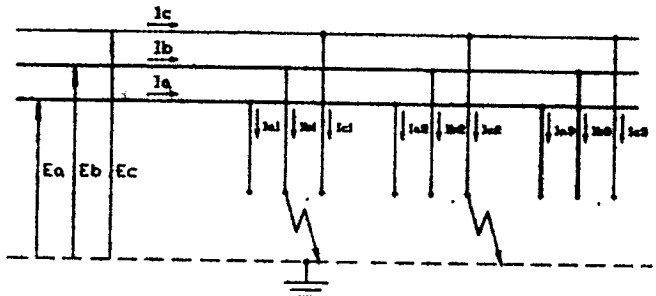


Fig. 12 Defecto de dos fases a tierra entre dos líneas

Cálculo de las impedancias en una red de neutro aislado.

$$Z_s = Z_d = jX_{cc} + 2Z_{d,L,R}$$

$$Z_0 = \frac{1}{\frac{1}{Z_{0d,c}} + \sum_{i} \frac{1}{Z_{0bi,c}}} = -\frac{jx_{0,c}}{l_T}$$

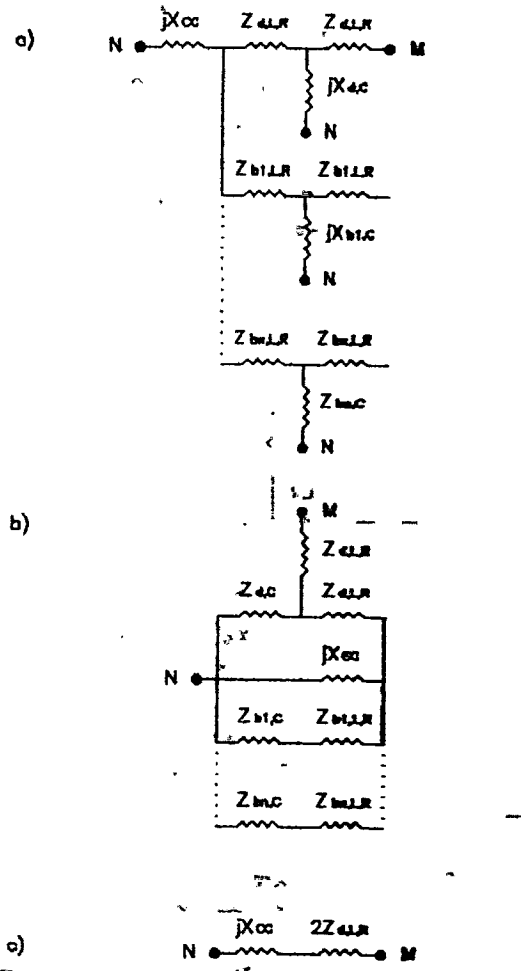


Fig. 13 Red directa para neutro aislado.

a) modelo T del cable, b) circuito equivalente, c)circuito simplificado.

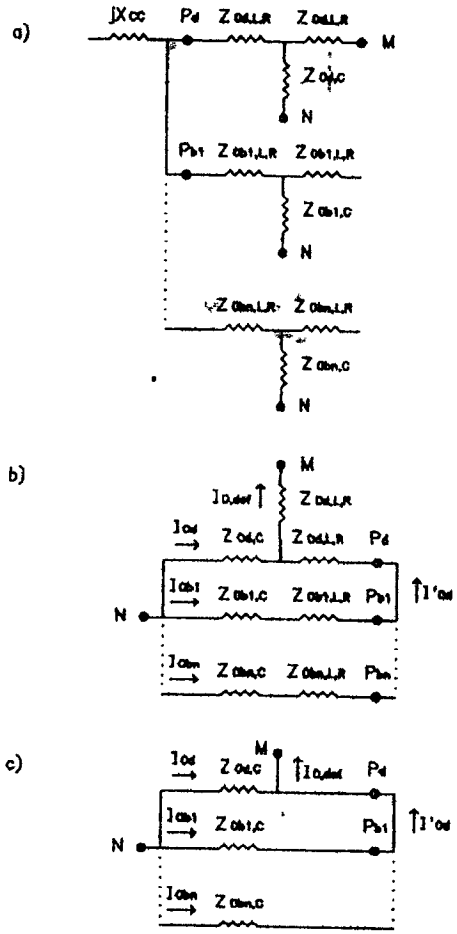


Fig. 14 Red homopolar para neutro aislado.

a) modelo T del cable, b)circuito equivalente, c)circuito simplificado.

Para una red de 32 km de cable:

$$Z_s = j.8067 + 32(.1533 + j.095) = (4.906 + j3.847)\,\Omega$$

(suponiendo que hay una sola línea, caso en que la impedancia Z_s es máxima).

$$Z_0 = -j\frac{13100}{32} = -j409.4\,\Omega$$

Por lo tanto puede despreciarse Z_s frente a Z_0.

El factor de distribución para la línea defectuosa en la red homopolar es:

$$f_{0d} = \frac{I_b}{I_d + I_b} = \frac{I_T - I_d}{I_T}$$

siendo $I_b = \Sigma I_{bi}$

Cálculo de las impedancias en una red de neutro aislado.

$$Z_s = Z_d = jX_{cc} + 2Z_{d,L,R}$$

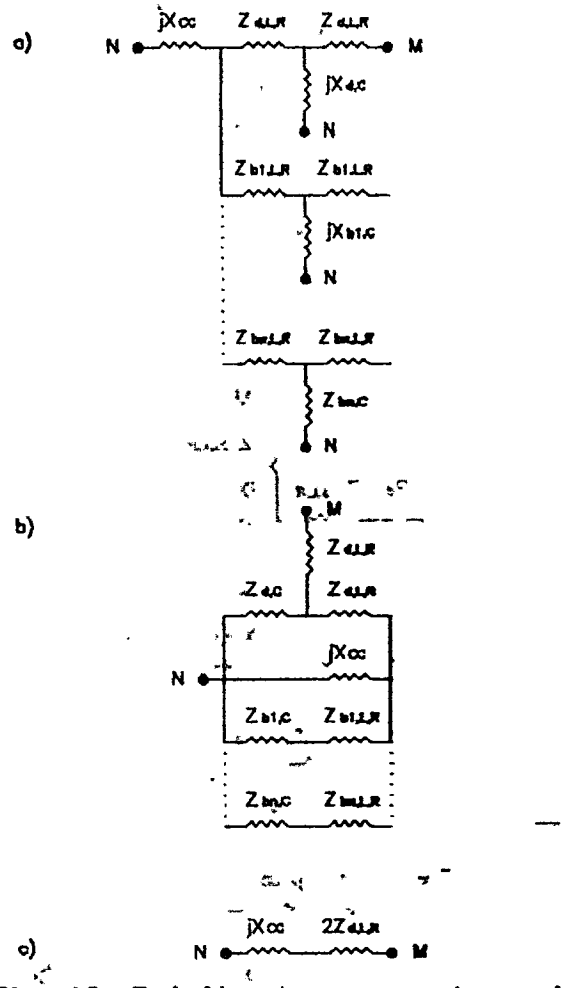


Fig. 13 Red directa para neutro aislado.

a) modelo T del cable, b) circuito equivalente, c)circuito simplificado.

Para una red de 32 km de cable:

$$Z_s = j.8067 + 32(.1533 + j.095) = (4.906 + j3.847)\,\Omega$$

(suponiendo que hay una sola línea, caso en que la impedancia Z_s es máxima).

$$Z_0 = -j\frac{13100}{32} = -j409.4\,\Omega$$

Por lo tanto puede despreciarse Z_s frente a Z_0.

$$Z_0 = \frac{1}{\frac{1}{Z_{0d,c}} + \sum_i \frac{1}{Z_{0bi,c}}} = -\frac{jx_{0,c}}{l_T}$$

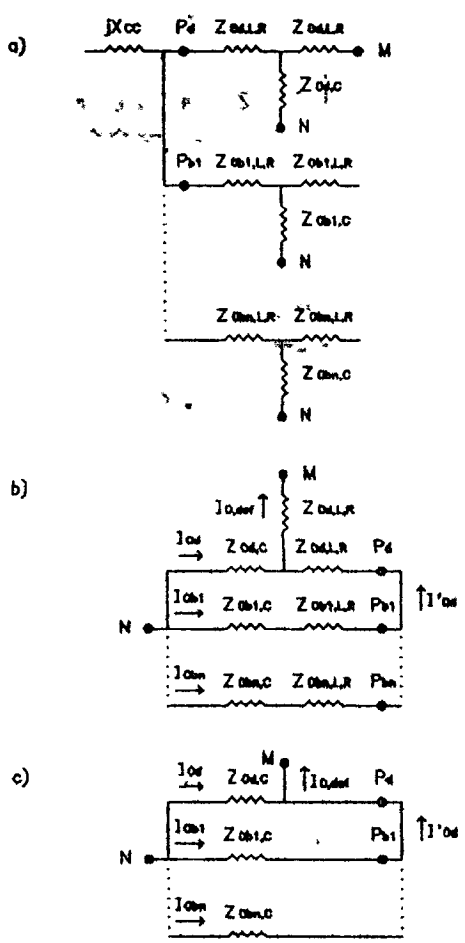


Fig. 14 Red homopolar para neutro aislado.

a) modelo T del cable, b)circuito equivalente, c)circuito simplificado.

El factor de distribución para la línea defectuosa en la red homopolar es:

$$f_{0d} = \frac{l_b}{l_d + l_b} = \frac{l_T - l_d}{l_T}$$

siendo $l_b = \Sigma\, l_{bi}$

Cálculo de las impedancias en una red de neutro aterrado a través de una resistencia R.

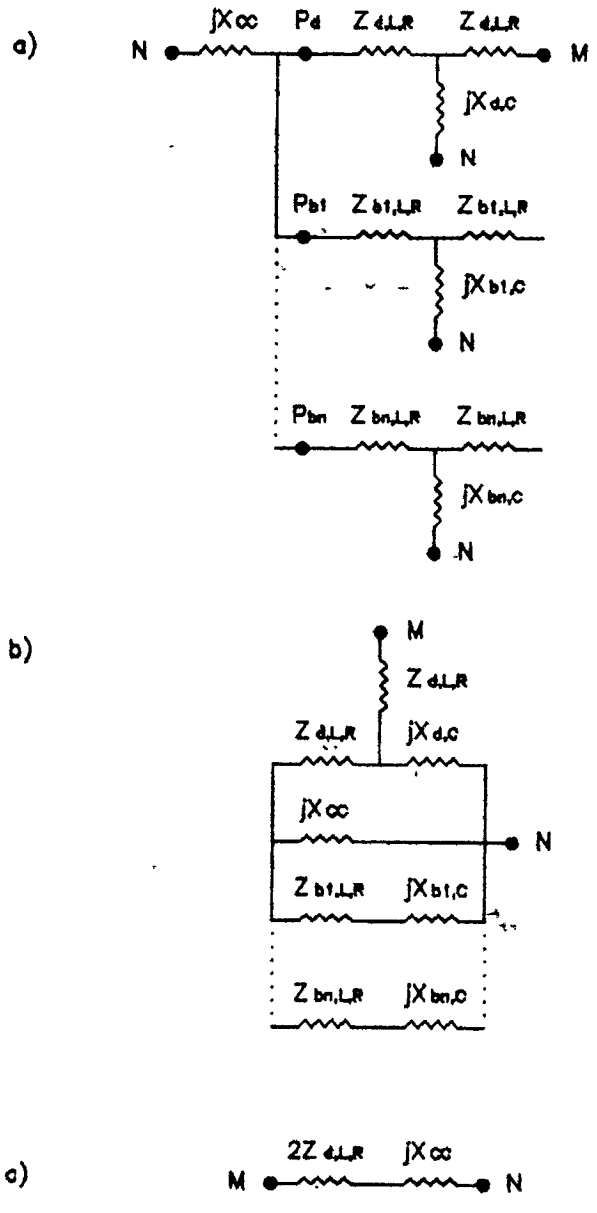


Fig. 15 Red directa para neutro aterrado a través de una resistencia R

a) modelo T del cable, b) circuito equivalente, c) circuito simplificado.

$$Z_g = Z_a = 2Z_{d,L,R} + jX_{cc}$$

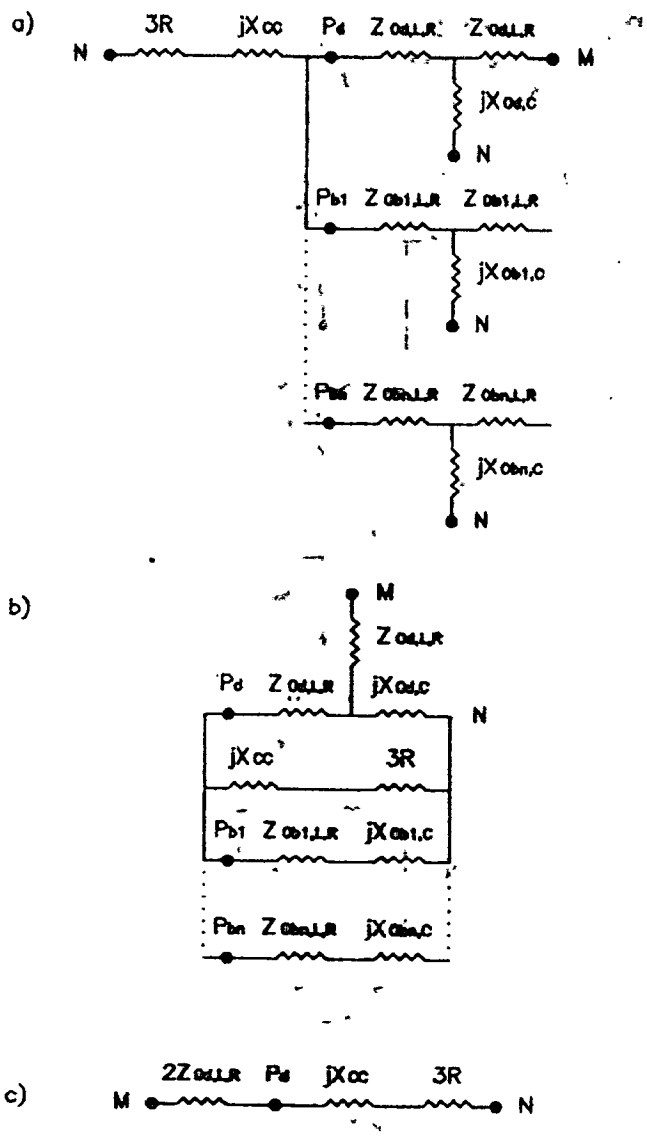


Fig. 16 Red homopolar para neutro aterrado a través de una resistencia R.

a) modelo T del cable, b) circuito equivalente, c) circuito simplificado.

$$Z_0 = 2Z_{0d,L,R} + jX_{cc} + 3R$$

ACCIONAMIENTO DE CONTACTORES CON FUENTES DE CONTINUA DE ALTA IMPEDANCIA.

Gonzalo M. Casaravilla
Universidad de la República Oriental del Uruguay
Facultad de Ingeniería - Instituto de Ingeniería Eléctrica
PO BOX 30 - Email:gcp@iie.edu.uy

RESUMEN:

El accionamiento de un contactor de corriente continua, empleando una fuente de continua de alta impedancia de salida, es incompatible con la gran energía inicial necesaria. En este articulo se estudia la dinámica de accionamiento de los contactores y se formula un modelo de su funcionamiento electromecánico. Se simula el funcionamiento clásico con fuente de DC y se propone, simula y contrasta con medidas realizadas, un circuito de accionamiento a partir de una fuente de alta impedancia de salida.

ABSTRACT:

Drive DC contactor with high output impedance DC source is not possible due to the initial energy amount needed. In this paper we study contactor's dynamic behavior and perform its electromechanical model. We simulate its DC drive and propose, simulate and contrast with real measures the circuit that can drive the contactor with high output impedance DC source.

1 Introducción

En muchas aplicaciones industriales es necesario accionar contactores con fuentes de energía que no son compatibles con las especificaciones del mismo. En particular, cuando tenemos fuentes de energía de alta impedancia de salida, incapaces de entregar en forma instantánea la energía necesaria como para accionar un contactor , hay que recurrir a estrategias no convencionales.

2 Nomenclatura utilizada

L	Autoinductancia magnética [Hy].
L_o	Autoinductancia de fugas [Hy].
M	masa del elemento móvil del contactor [kg].
A	área del camino magnético [m^2].
C	condensador [F].
g_o	entrehierro máximo [m].
ϕ	flujo electromagnético [Wb].
v	fuerza electro motriz [V].
E_{cnd}	Energía inic. del condensador C
N	número de espiras.
t	tiempo [s].
H	inten. de campo magnético [A/m].
H_a	intensidad de campo magnético en el aire [A/m].
H_{fe}	intensidad de campo magnético en el hierro [A/m].
i	corriente eléctrica [A].
g	entrehierro [m].
l_{mag}	rec. de H_{fe} en el hierro [m].
μ_o	permeabilidad del aire [Hy/m].
μ	permeabilidad absoluta [Hy/m].
μ_{rel}	permeabilidad relativa.
V	voltios de continua [V].
W_ϕ	energía magnética [J].
W_e	energía eléctrica [J].
W_{meo}	trabajo mecánico [J].
Ro	resistensia serie del bobinado del contactor.
R_{ext}	resistensia serie exterior
F	fuerza [N].
F_{em}	fuerza electromagnética [N].
F_{res}	fuerza mec. del resorte [N].
K_1	constante elástica [N/m].
K_2	constante elástica [N/m].
x	desplazamiento longitudinal

3 Análisis teórico

3.1 Energía Magnética

A los efectos de estudiar la energía magnética almacenada en un circuito, consideraremos el circuito magnético de la Fig. 1.

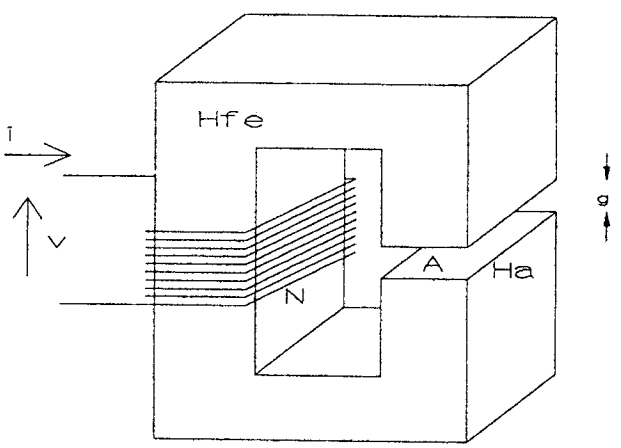


Fig. 1 Circuito electromagnético

La Ec. 1 y la Ec. 2 son las leyes de Faraday y de Ampere respectivamente.

$$v = N \frac{d\phi}{dt} \qquad \text{Ec. 1}$$

$$\oint Hdl = N.i \qquad \text{Ec. 2}$$

por lo que integrando tendremos la expresión de la Ec. 3.

$$H_a . g + H_{fe} . l_{mag} = N.i \qquad \text{Ec. 3}$$

Luego tenemos la relación entre **B** y **H** (Ec. 4), en donde μ se define como la permeabilidad magnética absoluta

del material en que es considerada la expresión, que en el caso de ser el aire será $\mu=\mu_o$ y para el caso general de un material magnético será $\mu=\mu_{rel}\cdot\mu_o$. Esta última expresión será válida para materiales homogéneos e isotrópicos que serán los que consideraremos. En principio supondremos que μ_{rel} es constante, pero en un análisis más detallado tendremos que incluir la saturación magnética y el ciclo de histéresis por lo que este parámetro dependerá de B.

$$B = \mu . H = \mu_{rel} \cdot \mu_o . H \qquad \text{Ec. 4}$$

Teniendo en cuenta la definición de B (para un campo B perpendicular y constante en una superficie A)

$$\phi = B . A \qquad \text{Ec. 5}$$

por lo que finalmente podemos obtener la Ec. 6

$$\phi = \frac{A\mu_o}{l_{eq}} Ni \qquad \text{Ec. 6}$$

teniendo en cuenta la expresión de la Ec. 7, si utilizamos la Ec. 1 e introducimos la definición de inductancia magnética L como el flujo total que atraviesa un circuito eléctrico dividido por la corriente del mismo, tendremos la expresión de la Ec. 8

$$l_{eq} = g + \frac{l_{mag}}{\mu_{rel}} \qquad \text{Ec. 7}$$

$$L = \frac{N^2 \mu_o A}{l_{eq}} \qquad \text{Ec. 8}$$

Por otra parte, si consideramos que tenemos un sistema conservativo, hipótesis que supone que no tenemos histéresis magnética ni corrientes de Foucault, podremos suponer que la integral de la potencia eléctrica entrante al sistema se transforma en energía magnética sin depender del camino realizado.

$$W_e = \int v\, i\, dt \qquad \text{Ec. 9}$$

Por lo tanto, evaluaremos la energía eléctrica que entra al sistema de energía magnética inicial nula recorriendo el camino lineal de la corriente tal que

$$i(t) = it \qquad con \quad t \in [0..1] \qquad \text{Ec. 10}$$

La Ec. 11 muestra la expresión de la energía que entra al sistema y si utilizamos la Ec. 1, Ec. 6 y Ec. 10, tendremos, al integrar, la expresión de la Ec. 12 que representa la energía magnética almacenada en el circuito.

$$W_\phi = \int_C v(t)\, i(t)\, dt \qquad \text{Ec. 11}$$

$$W_\phi = \frac{1}{2} \frac{A\mu_o N^2}{l_{eq}} i^2 \qquad \text{Ec. 12}$$

Al utilizar expresiones previas obtenemos las diferentes expresiones que determinan la energía magnética.

$$W_\phi = \frac{1}{2} \frac{Vol}{\mu_o} B^2 = \\ = \frac{1}{2} \frac{l_{eq}}{\mu_o A} \phi^2 \qquad Vol = A . l_{eq} \qquad \text{Ec. 13}$$

3.2 Fuerza Electromagnética

El circuito electromagnético de la Fig. 2 tiene la particularidad de que el brazo de hierro puede pivotear, por lo que evaluaremos la fuerza que el flujo magnético ejerce sobre el mismo.

Si consideramos un desplazamiento virtual δg del entrehierro y consideramos la corriente I constante, tendremos que la fuerza F externa sobre la superficie del mismo, realizará el trabajo virtual de la Ec. 14

$$F \delta g = \delta W_{mec} \qquad \text{Ec. 14}$$

Luego el diferencial de energía magnética será

$$\delta W_\phi = \frac{\partial W_\phi}{\partial i} \delta i + \frac{\partial W_\phi}{\partial l_{eq}} \delta l_{eq} \qquad \text{Ec. 15}$$

y teniendo en cuenta que $\delta i = 0$ y que

$$\delta l_{eq} = \frac{\partial l_{eq}}{\partial g} \delta g = \delta g \qquad \text{Ec. 16}$$

$$\frac{\partial W_\phi}{\partial l_{eq}} = -\frac{1}{2} \frac{A\mu_o N^2}{l_{eq}^2} i^2 \qquad \text{Ec. 17}$$

Por otra parte de la Ec. 9 tenemos que

$$W_{e(i=cte)} = i \int v\, dt = i N \phi \qquad \text{Ec. 18}$$

$$\delta W_e = i N \delta \phi = \\ = -\frac{A\mu_o N^2}{l_{eq}^2} i^2 \delta g \qquad \text{Ec. 19}$$

Si hacemos finalmente un balance de energía

$$\delta W_e + \delta W_{mec} = \delta W_\phi \qquad \text{Ec. 20}$$

tendremos, al sustituir las Ec. 16 y Ec. 19 en la Ec. 20 que la fuerza que hay que realizar para mantener el entrehierro es

$$F_{em} = \frac{1}{2} \frac{A\mu_o N^2}{l_{eq}^2} i^2 \qquad \text{Ec. 21}$$

El signo positivo indica que el electroimán hace fuerza con el propósito de atraer las partes metálicas con la consiguiente del entrehierro.

Por tanto, la Ec. 21 expresa la fuerza electromagnética que se ejerce sobre la parte móvil del sistema electromecánico.

La Ec. 22 muestra otra expresión de la fuerza electromagnética, la cual nos será útil mas adelante.

$$F_{em} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu o} A \qquad \text{Ec. 22}$$

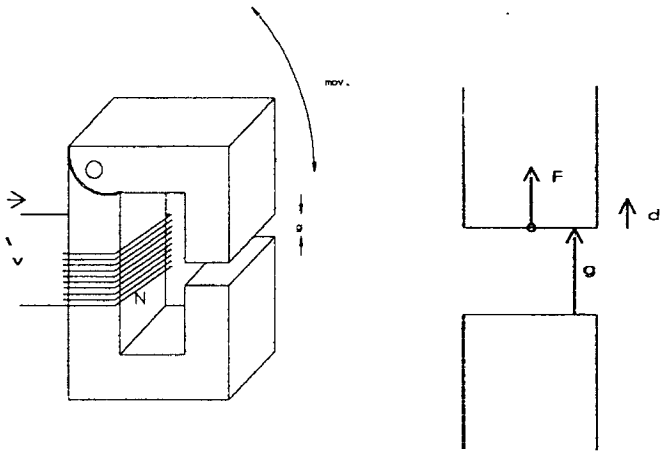


Fig. 2 Circuito electromecánico

4 Modelos utilizados

4.1 Modelo mecánico

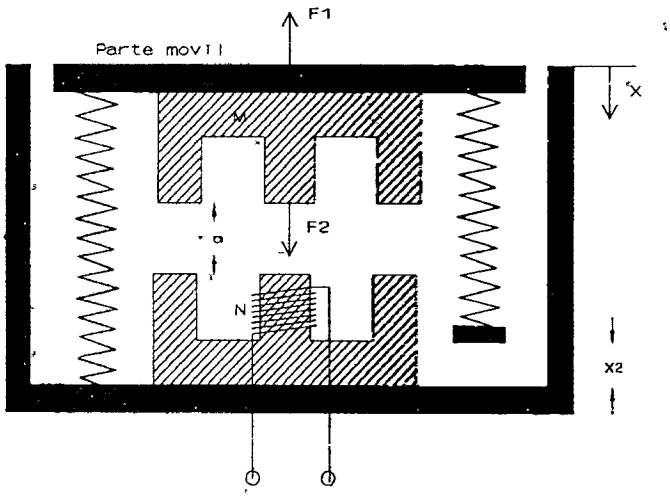


Fig. 3 Modelo mecánico del contactor.

La generalidad de los contactores tienen dos resortes que actúan en forma diferenciada. En el momento inicial del recorrido hacia el accionamiento definitivo, actúa un resorte de baja constante elástica, y sobre el final del recorrido actúa otro resorte de mayor poder. A los efectos de modelar el contactor supondremos que el mismo se ajusta al de la Fig. 3. Observar que en el momento inicial ya se tiene actuando el resorte dedil.

El contactor utilizado en el presente trabajo tiene una curva de fuerza de los resortes en función del desplazamiento longitudinal x tal como se muestra en la Fig. 4, siendo el punto $x = x_2 = 3{,}7mm$ donde comienza a actuar el resorte fuerte. Más adelante se justificará la razón de ser de estos resortes diferenciados.

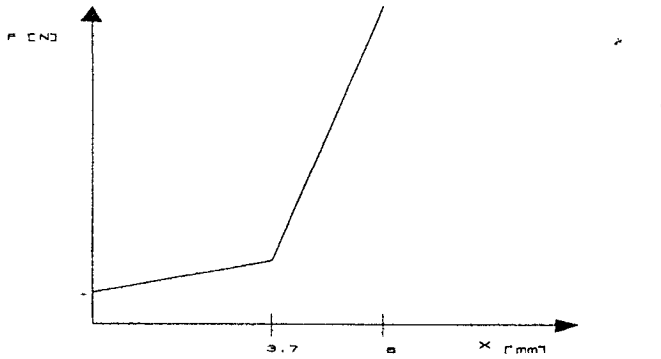


Fig. 4 Fuerza mecánica de los resortes.

En general expresaremos la fuerza mecánica de los resortes como se muestra en la Ec. 23

$$F_{res}(x) = K_1 (x+x_o) \quad x<x_2$$
$$= K_1 (x+x_o) + K_2 (x-x_2) \quad x>x_2 \qquad \text{Ec. 23}$$

4.2 Modelo Electromecánico

Se adoptó el modelo eléctrico de la Fig. 5 con los

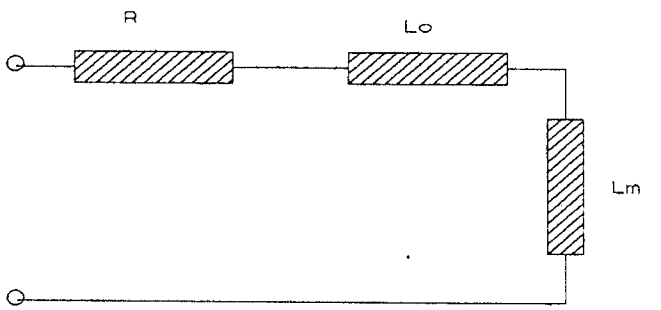


Fig. 5 Modelo eléctrico.

datos de I_{mag} y A que se obtienen de las medidas reales de la Fig. 6.

A los efectos de determinar N y μ_{rel} se realizan varias medidas de la inductancia vista en función del entrehierro real y se ajustó dichos modelos a la Ec. 24, utilizando la relación de la Ec. 8 para la expresión de Lm.

Notar que a diferencia de lo expresado en la Ec. 7 tenemos que la expresión de I_{eq} será la expresada en la

$$L_{medida} = Lo + Lm(g, N, I_{mag}) \qquad \text{Ec. 24}$$

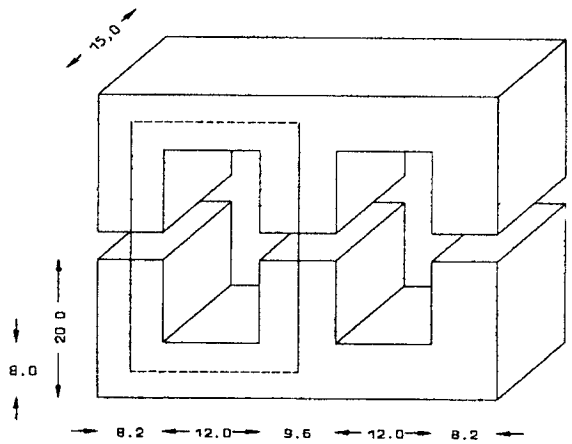


Fig. 6 Modelo magnético. Medidas reales en mm.

Ec. 25 y su relación con x queda de acuerdo con la Ec. 26.

$$l_{eq} = 2g + \frac{l_{mag}}{\mu_{rel}} \qquad \text{Ec. 25}$$

$$l_{eq} = 2g_o + \frac{l_{mag}}{\mu_{rel}} - 2x \qquad \text{Ec. 26}$$

5 Ecuaciones Dinámicas

Finalmente, las ecuaciones que vinculan las variables de estado del sistema son, la ecuación eléctrica del circuito de la Fig. 5 (Ec. 27) y la ecuación mecánica del movimiento (Ec. 28), donde la expresión de **F1** es la Ec. 21 y de **F2** es la Ec. 23.

Completan la descripción del sistema la Ec. 6 y la Ec. 25.

$$M\ddot{x} = F2 - F1 \qquad \text{Ec. 28}$$

$$v = R.i + Lo\frac{di}{dt} + N\frac{d\Phi}{dt} \qquad \text{Ec. 27}$$

6 Accionamiento común

Los contactores con bobina de continua, tienen en serie una resistencia que en el instante inicial está cortocicuitada por uno de sus contactos auxiliares retardado normalmente cerrado, a los efectos de que cuando el contactor está finalmente accionado, dicha resistencia limita la corriente en la bobina del contactor. El dibujo de la Fig. 7 muestra el conexionado mencionado.

6.1 Sistema de Ecuaciones general

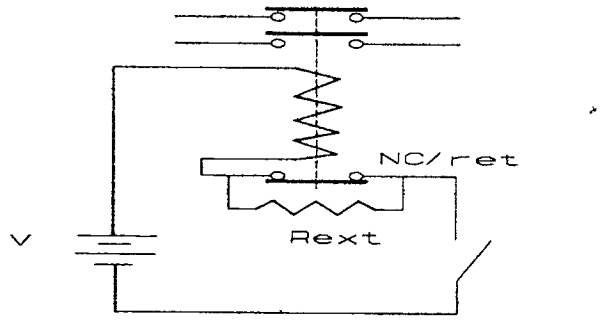


Fig. 7 Circuito convencional

A los efectos de simular este tipo de accionamiento de contactor se modela la fuente de tensión como una fuente constante de tensión, y se agrega al sistema de ecuaciones ya mencionado en el apartado anterior, la consideración de que la resistencia R de la Ec. 27 es de acuerdo a lo expresado en la Ec. 29.

$$\begin{array}{ll} R = R_{ext} + Ro & x = go \\ R = Ro & x < go \end{array} \qquad \text{Ec. 29}$$

6.2 Simulación Numérica

La Fig. 8, muestra el resultado obtenido de una simulación numérica con resistencia R_{ext} nula R_{ext}=1k, valor este último que como se verá mas adelante se diseña a los efectos de mantener accionado el contactor en régimen permanente y no tener una disipación excesiva en el contactor.

Apreciar que el contactor permanece en reposo hasta que la corriente ejerce la fuerza que contrarresta la fuerza inicial del resorte débil. Por otro lado, las asintotas de las corriente están determinadas por el valor de la tensión y la suma de R_{ext}+Ro.

La Fig. 9 muestra como el tiempo de "pegado" del contactor accionado con DC, cumple la ley de los rendimientos decrecientes, en el sentido de que por más que se aumente V no se disminuye dicho tiempo en forma significativa.

Se constata, por otra parte, que si V no es lo suficientemente grande como para hacer circular una corriente adecuada como para generar una fuerza de atracción que acelere a la masa móvil del contactor hasta lo que llamaremos zona de alta atracción magnética, el contactor no se "pegara".

El concepto de zona de alta atracción, es debido, a que en una primera instancia, con el contactor en reposo, el rendimiento de la corriente es, desde el punto de vista de la fuerza, bajo frente a lo que representa cuando el contactor está totalmente accionado y a una misma corriente se ejerce mucha mas fuerza magnética al ser l_{eq} muy inferior que 2.go ($l_{mag} << 2.go$). De aquí la razón de tener resortes diferenciados a los efectos de permitir acelerar la masa móvil en los primeros instantes.

Luego, cuando se quiera "despegar" el contactor, los resortes fuerte darán la velocidad, por tanto el poder

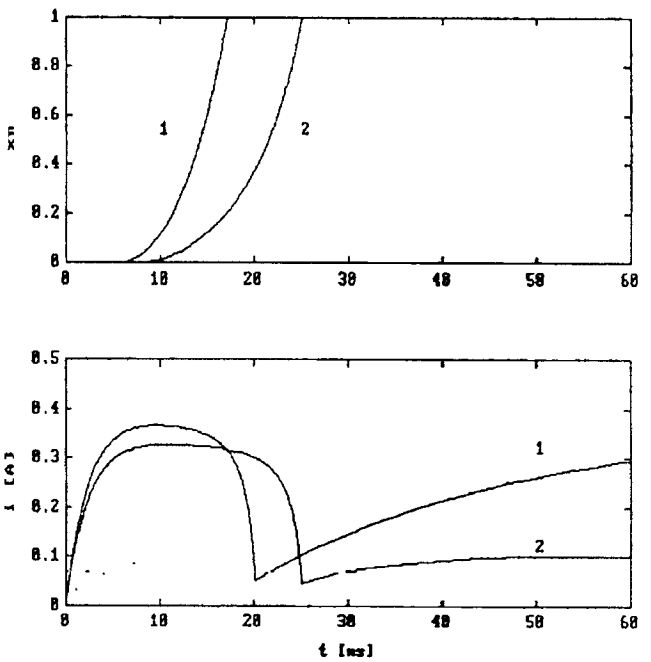


Fig. 8 Simulación del circuito convencional. Curva 1: Rext=0, V=170V, Curva 2: Rext=1K, V=150V.

de corte del contactor.

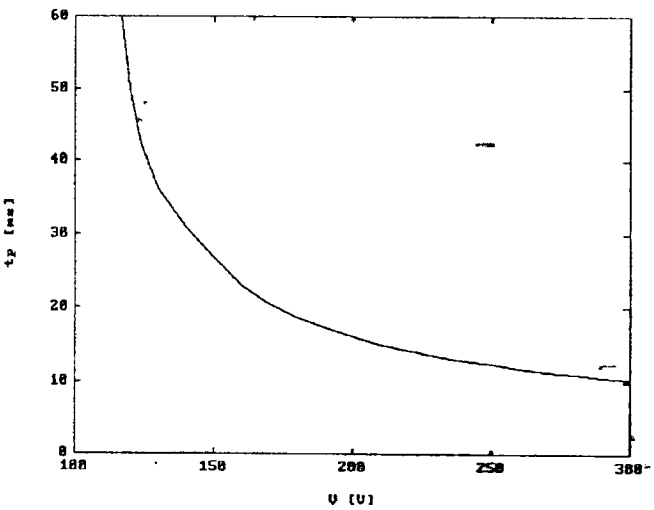


Fig. 9 Tiempo de "pegado" en función de **V**.

Por otra parte, se concluye, que una vez accionado el contactor, no es necesaria la totalidad de la fuente **V**, por lo que si se deseara, se podría reducir a posteriori dicha fuente de alimentación.

Una modalidad alternativa, al uso de la resistencia externa que disiparía energía innecesaria, sería el planteado en la Fig. 10, en donde **V1** es menor que **V**, tal que suministra a la bobina la corriente necesaria para mantenerlo accionado, estando limitada la corriente solamente por la resistencia interna de la bobina del contactor **Ro**.

Otra conclusión interesante es resaltar que la

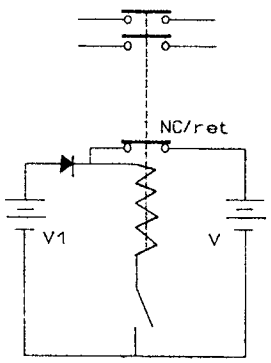


Fig. 10 Circuito de accionamiento sin disipación innecesaria.

resistencia interna **Ro** del bobinado del contactor es la responsable de la disipación de la absoluta mayoría de la energía consumida en accionar el mismo, pero lamentablemente, si se quiere gran cantidad de espiras en espacio reducido, por ahora, el problema parece insalvable.

7 Circuito propuesto

7.1 Introducción

En esta sección se estudiará como utilizar un contactor cuando sólo se dispone de una fuente de tensión de alta impedancia.

Como previamente se analizó, en los instantes iniciales del accionamiento del contactor, se hace necesaria una cierta cantidad de corriente (energía) para lograr atraer y reducir el entrehierro de contactor, y entrar en la zona de alta atracción a corrientes reducidas. Si la fuente de tensión que disponemos, no es capaz de suministrar esa energía en forma rápida, el contactor no será accionado.

El presente trabajo plantea un circuito de control de acuerdo con el expuesto en la Fig. 11

En este circuito, el condensador es el que aporta la energía inicial, y la resistencia R_{ext} se dimensiona a los efectos de limitar la corriente de mantenimiento. Es a través de esta misma resistencia que el condensador se carga a partir de la fuente de alta impedancia que es **V**.

Es de destacar que se puede asimilar a R_{ext} como la propia resistencia interna de la fuente de tensión **V**, pero la misma debe cumplir lo condición de corriente de régimen necesaria para mantener accionado al contactor.

Al circuito propuesto se le pueden asimilar los conceptos anteriormente presentados como los de la Fig. 10, pero no analizaremos estos aspectos dado que el problema que nos tiene convocados es la necesidad de suministrar la energía de accionamiento inicial incompatible con fuentes de alta impedancia.

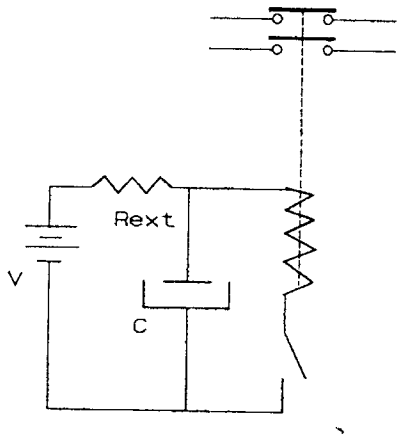


Fig. 11 Circuito con fuente de alta impedancia

7.2 Ecuaciones Dinámicas

A las ecuaciones ya planteadas anteriormente se agrega la Ec. 30, por lo que, se le agrega al sistema, una variable de estado adicional que es la tensión V del condensador.

El signo negativo de la Ec. 30 es porque la corriente se tomó en el sentido salienté del condensador.

$$i = -C\frac{dv}{dt} \qquad v = -\frac{i}{C} \qquad \text{Ec. 30}$$

7.3 Simulación Numérica

Se realizó una simulación numérica a los efectos de evaluar el tiempo de "pegado" en función de la tensión inicial E_{cond} del condensador paramétrico en la energía inicial del mismo; la capacidad del condensador utilizado verificara la expresión de la Ec. 31.

En la Fig. 12 se aprecia que para una misma tensión inicial, cuando la energía inicial aumenta

$$E_{cond} = \frac{1}{2} \; C \; V_{(0)}^2 \qquad \text{Ec. 31}$$

(aumenta C), se verifica que las curvas se pegan a las obtenidas para la simulación con fuente de tensión ya expuesta.

De hecho, el suponer C=infinito es como considerar que tenemos una fuente de tensión de impedancia de salida nula, por lo que tendremos la cota inferior determinada por el tiempo de pegado con DC.

Por otra parte si la capacidad disminuye, el tiempo de "pegado" aumenta, llegando a ser infinito, con lo cual no estamos accionando el contactor. Notar que se verifica otra ley de rendimientos decrecientes, dado que a partir de cierta energía (capacidad) , no mejora el tiempo en la proporción que aumentamos la energía.

Las curvas de energía inicial constante tienen asintotas verticales al igual que en DC, indicando que para cierta energía hay una tensión a partir de la cual el contactor no se "pega".

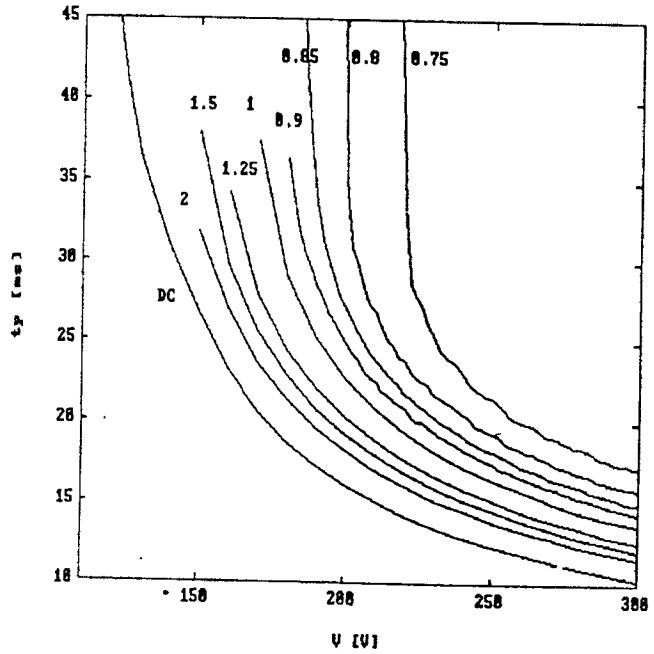


Fig. 12 Tiempo de "pegado" en función de V(0) paramétrico en Econd.

La Fig. 13 muestra la tensión y corriente para una simulación numérica y para medidas tomadas del prototipo ensayado. Se aprecia que la simulación hasta el momento en que se "pega" el contactor es verificada, siendo en instantes posteriores discordante en la corriente consumida. Esta última diferencia es motivo de un estudio encaminado a ajustar el modelo teniendo en cuenta la saturación magnética del hierro del contactor.

7.4 Resistencia limitadora. Histéresis Magnética

Queda, finalmente por dimensionar el valor de R_{ext} a los efectos de mantener accionado el contactor. En un análisis primario impondremos la condición de que la corriente de régimen sea mayor que la corriente que imprime a la parte móvil del contactor una fuerza igual a la de los resortes en el estado cerrado del mismo. Por tanto se obtiene i_{min} a partir de la Ec. 32 teniendo en cuenta las Ec. 23, Ec. 21 y Ec. 25.

$$F_{res}(go) < F_{mag}(go, i_{min}) \qquad \text{Ec. 32}$$

Luego se obtiene el valor de R_{ext} máxima tal que verifica la Ec. 33.

$$i_{min} = \frac{V}{RO + R_{ext}} \qquad \text{Ec. 33}$$

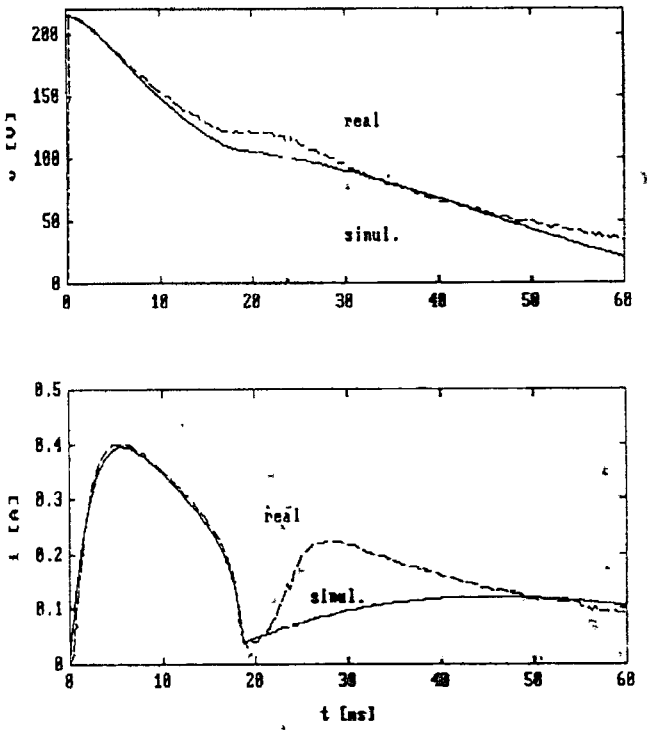


Fig. 13 Simulación y registro real. C= 50 μF, V(0)=215 V, Energ=1.15 J.

Se realizó la verificación experimental del valor de la corriente mínima i_{min} necesaria para mantener "pegado" al contactor y se constató que el valor real dio sensiblemente inferior al calculado. La justificación de esta diferencia es, como se mencionó anteriormente, la saturación e histéresis. Cuando se analizó la fuerza magnética, se vio que la misma puede ser expresada de acuerdo a la Ec. 22, por tanto, si durante el accionamiento inicial del contactor la gran corriente que circuló hizo recorrer al hierro el camino hacia la saturación, al reducir la corriente recorreremos el camino superior de la curva de histéresis (Fig. 14), con lo cual, incluso con corriente nula, tendremos una fuerza de atracción.

Como se comentó anteriormente, este aspecto es motivo actual de estudio, pero ya se puede concluir que resulta indispensable tener en cuenta estos aspectos a los efectos de un preciso cálculo de la corriente de mantenimiento. El calculo planteado, por tanto, es un valor que da un margen conservador para el cálculo de dicha corriente.

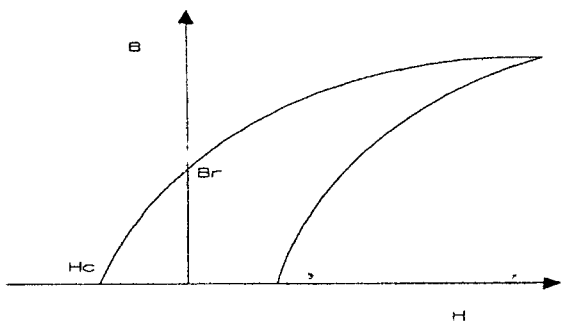


Fig. 14 Histéresis magnética

8 Datos del contactor

Los datos utilizados en las simulaciones numéricas fueron los siguientes.

L_o = 0.5 Hy
M = 0.078 Kg
A = 144e-6 m^2
g_o = 6 mm
N = 5100
l_{mag} = 0.12 m
μ_{rel} = 190
Ro = 450
K_1 = 397 N/m
K_2 = 3226 N/m

9 Bibliografía

[1] S.A. Nasar, L.E. Unnewehr, "Electromecánica y Máquinas Eléctricas", 1982, Limusa. ISBN 968-18-1362-6

[2] Leander W. Matsch, "Electromagnetic and Electromechanical Machines", 1972, International Textbook Company.

[3] P. Chougnet, "Relais Electromagnétiques", 1961, Editions Eyrolles, Paris.

Gonzalo M. Casaravilla. Egresado de la Universidad de la República Oriental de Uruguay en 1990 con el título de Ingeniero Electricista. Desde 1986 se desempeña como docente del Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería. En la actualidad es Profesor Adjunto del Departamento de Potencia especializado en Electrónica de Potencia. Trabajó en Dinatek s.r.l encargado de la producción de UPS (1988-1991). En la actualidad trabaja en ISAI s.r.l encargado del área de los variadores de frecuencia.

MANTENIMIENTO DE LOS PATRONES NACIONALES DE VOLTAJE,RESISTENCIA Y TEMPERATURA

C. Santo,L. Mussio, P. Constantino
Sector Metrología.
Laboratorio Tecnológico del Uruguay (LATU).
Avda. Italia 6201
Montevideo, URUGUAY.

1.0.0.- RESUMEN

En el presente trabajo se describe el estado histórico y actual de los patrones nacionales de voltaje, resistencia y temperatura así como los métodos para su mantenimiento.

2.0.0.- PATRON NACIONAL DE VOLTAJE.

2.1.0.- INTRODUCCION:

El LATU no cuenta con patrón primario de voltaje (Efecto Josephson). Por lo tanto el mantenimiento del valor del voltio se realiza con dos bancos patrones de 4 pilas Weston cada uno, uno de referencia y otro de verificación. A la vez se cuenta con un patrón de 4 pilas de estado sólido como patrón de transporte.

Existen medidas del banco de referencia realizadas desde el año 1981 (año en que se adquirió dicho banco) a la fecha, salvo intervalos, y se cuenta con los valores del fabricante de los bancos de verificación y de transporte.

2.2.0.- OBJETIVO y METODO.

2.2.1.- OBJETIVO

Se plantearon como objetivos los siguientes:

- Estudio de datos históricos de intercomparación de las pilas del banco de referencia para verificar el comportamiento de cada pila en el tiempo, de modo de poder excluir del mismo a aquella/s que presentara/n un comportamiento fuera de lo normal y efectuar el proceso de recaptura del voltio patrón con las pilas restantes si esto fuera necesario.
- Intercomparación de los valores del banco de referencia con los del banco de verificación y con el banco de pilas patrón de la UTE, para validar o no el mantenimiento de la media del banco de referencia en el tiempo de estudio de los datos. Para esto es necesario la elaboración de un diseño experimental que permita, al comparar los bancos, minimizar errores sistemáticos y aleatorios a la vez que el número de medidas.
- Efectuar un diagnóstico sobre las posibilidades de mantenimiento del voltio dentro de la exactitud requerida en el futuro, previendo los pasos a tomar.
- Estudiar la estabilidad del banco de estado sólido con el fin de evaluar su uso como patrón de transferencia.

2.2.2.- METODO DE INTERCOMPARACION DE BANCOS DE PILAS PATRON.

El método que se usa para intercomparar dos pilas patrón es el de "Medida de Diferencias Directas". En dicho método las pilas a intercomparar se conectan en oposición, y la diferencia entre las

fem de las mismas se mide con un voltímetro de alta impedancia y 1 nV de resolución. Las principales fuentes de errores son las fem térmicas debidas a las conecciones y el offset del instrumento de medida.Se supone que la suma de ambos errores (P), es constante en el tiempo y se la introduce como nueva incógnita en el sistema.

Cuando se intercomparan más de dos pilas debe diseñarse un conjunto de medidas de intercomparación de las mismas, de modo de obtener un número de ecuaciones que permita evaluar las fem de todas las pilas, así como P, utilizando el método de los multiplicadores de Lagrange.

Para que esto sea posible debe introducirse una ecuación de restricción al sistema que consiste en considerar constante en el tiempo y conocido el valor de la suma de las fem del banco de referencia que participe en la intercomparación.

2.3.0.- OBSERVACIONES

2.3.1.- Estudio de datos históricos de medidas del banco de referencia.

Este estudio mostró el hecho de que una de las pilas del banco de referencia presentaba una gran deriva en el tiempo (mucho mayor que la permitida para una Weston integrante de un grupo de referencia), y otra de ellas comenzaba con una tendencia a una deriva.

Se procedió a descartar la primera de las pilas del grupo de referencia y a poner una segunda en estudio, efectuándose la recaptura del voltio según las nuevas condiciones.

Luego de efectuada la recaptura se intercomparó el banco de referencia con el de verificación del LATU y el de referencia de la UTE. Se encontró buena concordancia del valor luego de la recaptura (dentro de una ppm), con los valores de los dichos bancos.

De todas formas, el hecho de que un número de tres pilas con una de comportamiento dudoso es netamente insuficiente para el mantenimiento del voltio patrón con la precisión deseada (de por lo menos una ppm), lleva a descartar el banco de referencia como tal, y decidir llevar a cabo el mantenimiento del voltio con el, hasta entonces, banco de verificación, ya que las pilas del mismo presentaban una establilidad compatible con la requerida para un banco de referencia en los últimos cuatro años.En la fig. 1 se muestra un gráfico de estabilidad de dichas pilas en el tiempo.

Se plantea como necesidad de futuro la obtención de nuevas pilas patrón ya que con las actuales se hace casi imposible el mantenimiento del patrón con una confiabilidad razonable.

Se plantea como necesidad buscar trazabilidad del conjunto al patrón primario (Efecto Josephson).

2.3.2.- Estudio de estabilidad del banco de transporte.

Se encontró una inestabilidad importante en el banco de estado sólido a largo plazo.Se realizó entonces un mantenimiento del mismo y un seguimiento para la transferencia a corto plazo.

2.3.3.- Avances en la actualidad:

- Se buscó trazabilidad a patrones primarios a través del INTI (Argentina) noviembre de 1992 obteniéndose una diferencia con los valores anteriores de 4 ppm. Luego de esto se corrigió el valor del

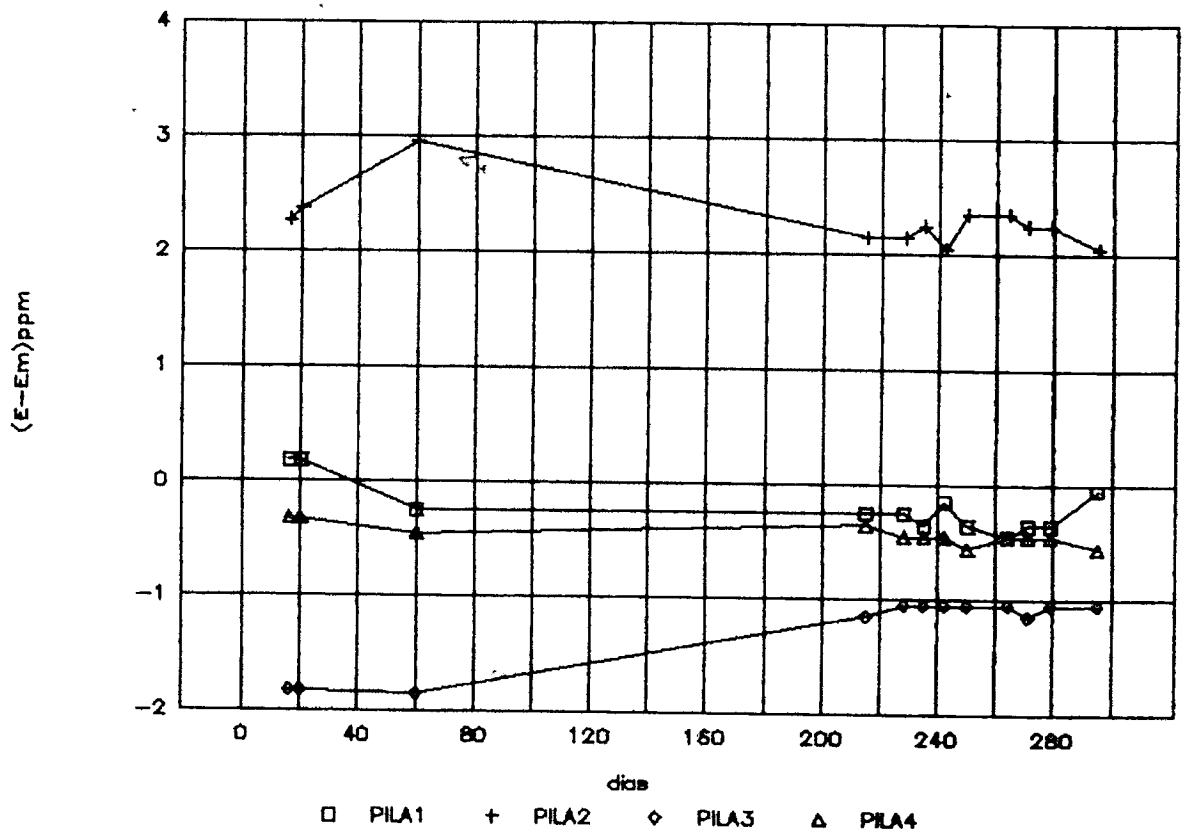
voltio.Con esto se puede asegurar en la actualidad una transferencia en el voltio con una exactitud de por lo menos una ppm.

- Se cuenta con cuatro pilas nuevas provenientes del PTB, las cuales se están siguiendo semanalmente para verificar su comportamiento y juzgar sobre su inclusión en el grupo de referencia.

- Se ha diseñado un sistema que permitirá la medida automática de dos bancos de pilas, contándose ya prácticamente con el equipamiento para su instalación y prueba. Esto permitirá un estudio en profundidad de las distintas variables que influencian la estabilidad de este tipo de patrones.

- Con todos estos avances el LATU cuenta en la actualidad con el equipamiento necesario como para transferir el voltio con una incertidumbre que no supera una ppm.

— Fig. 1 —



3.0.0.- PATRON NACIONAL DE RESISTENCIA.

3.1.0.- INTRODUCCION:

El LATU no cuenta con un patrón primario de resistencia(por efecto Quantum Hall).El mantenimiento se realiza con dos resistencias patrón de 10 KΩ y una de 1 Ω , usadas como patrones de referencia y una caja que contiene la serie de resistencias desde 1 Ω hasta 100 KΩ, usadas como patrones de verificación y transporte.

Se cuenta con valores de fábrica de todas las resistencias, y medidas de la caja de verificación realizadas en el NIST en el año 1987.

3.2.0.- OBJETIVO y METODO.

3.2.1.- OBJETIVO

Se plantearon como objetivos los siguientes:

- Intercomparación de los valores de las resistencias de referencia con los de las de verificación y con las resistencias patrón de la UTE, para chequear posibles discrepancias y tener referencias previas a la intercomparación prevista con Argentina y Brasil.
- Realizar la intercomparación con Argentina y Brasil, de modo de chequear posibles diferencias en la zona.
- Efectuar un diagnóstico sobre las posibilidades de mantenimiento en el futuro del patrón de resistencia dentro de la exactitud requerida , previendo los pasos a tomar.

3.2.2.- METODO DE INTERCOMPARACION DE RESISTENCIAS.

El método que se usa para intercomparar dos resistencias consiste en conectar las mismas en los brazos de un puente tipo Kelvin-Varley, marca Fluke, modelo 720 A, de modo de poder medir el cociente entre las ddp de las mismas cuando son alimentadas por la misma corriente. Como detector de cero se usa un nanovoltímetro marca Keithley, modelo 181.

Para realizar las medidas, las resistencias deben encontrarse en un medio temostatizado de alta conductividad térmica y muy baja conductividad eléctrica, de modo de asegurar una estabilidad en la temperatura del orden de milésimas de grado.

Este método no compensa variaciones por autocalentamiento de las resistencias por lo tanto la selección de la corriente a usar es importante, ya que surge de un compromiso entre evitar efectos de autocalentamiento y obtener una sensibilidad en el puente que permita realizar la medida con la presición deseada. Es por esta razón que no pueden lograrse con este equipamiento medidas cuya exactitud supere la ppm, y esto siempre y cuando las resistencias involucradas en la intercomparación sean del mismo valor nominal.

Para intercomparar mas de dos resistencias, al igual que en el caso de pilas patrón deben hacerse diseños experimentales que prevean un número tal de intercomparaciones de a dos resistencias, de modo de obtener un error por debajo de lo deseado, utilizando para el procesamiento de datos el método de los multiplicadores de Lagrange.

3.3.0.- OBSERVACIONES

3.3.1.- Intercomparación de resistencias local.

Se observan discrepancias por encima de los errores experimentales(2 ppm) entre los valores de los patrones de la UTE y los del LATU, siendo mayor la diferencia en 1 Ω que en 10 KΩ.

3.3.2.- Intercomparación con Argentina y Brasil.

Se constató concordancia dentro de 1 ppm con Argentina y Brasil en la resistencia de 1 Ω, mientras que se encontró una discrepancia de 3 ppm en la resistencia de 10 KΩ.

Es de resaltar que el INTI (Argentina) refirió, en marzo de 1993, sus patrones de 1 Ω y 10 KΩ al patrón primario del PTB(Alemania), obteniéndose una buena concordancia con los valores antes mencionados.

Si se toman estos valores como trazables indirectamente al patrón primario del PTB, el LATU podría estar transfiriendo el valor del ohmio en la actualidad con una incertidumbre de aproximadamente 2 ppm(debido al tipo de equipamiento con que se cuenta para la transferencia), previéndose en un futuro cercano poder disminuir dicha incertidumbre.

3.3.3.- Carencias constatadas.

El LATU no cuenta en la actualidad con el equipamiento necesario para realizar un escalonamiento en etapas, de modo de transferir el ohm patrón hacia arriba o hacia abajo.

Debería de contarse con más de un patrón de referencia de 1 Ω, de modo de poder mantener el patrón como una media entre resistencias, lo cual es más confiable que mantenerlo como el valor de una sola. Además esto permitiría acusar variaciones en el valor de cualquiera de las resistencias integrantes de dicho banco de referencia con respecto a la media, cosa que no puede hacerse con un solo patrón.

3.4.0.- Avances en la actualidad:

- Se planea enviar resistencias al PTB, con el fin de buscar trazabilidad al patrón primario de resistencia(Efecto Quantum Hall).
- Se planea adquirir el equipamiento para mejorar la precisión en la intercomparación, y poder transferir el valor del patrón en toda la escala.

4.0.0.- PATRON NACIONAL DE TEMPERATURA.

4.1.0.- INTRODUCCION

Para el mantenimiento y transferencia de los standares de temperatura, el laboratorio de Metrología del LATU cuenta con:

1.- Celdas para puntos fijos de la escala internacional de temperatura 1990 (ITS 90).

Dos celdas de punto triple de agua (T = 0.01 ± 0.0001 °C), rastreable al National Physics Laboratory (NPL), Inglaterra.

Celda de punto de congelación de Sn (T = 231.928 °C).

Celda de punto de congelación de Zn (T = 419.527 °C).

Estas dos rastreables al National Institute of Standards and Technology (NIST), USA.

Ademas se cuenta con tres puntos auxiliares con valores rastreables al NIST. :

Pto congelación In (T = 156.598 ± 0.002 °C)

Pto fusión Ga (T = 29.7646 ± 0.0007 °C)

Pto Triple Succinonitrilo (T = 58.0796 ± 0.0015 °C)

2.- Termómetros estandard de resistencia de platino

3.- Puente de medida de resistencias de 7 décadas.

4.- Termómetros de trabajo de resistencia de platino.

Con el instrumental que se cuenta es posible la realización de la escala ITS 90 entre los puntos 0 y 419,527 °C. Para mantener la rastreabilidad de los valores a patrones primarios es necesario mantener el puente en estado de calibración, contra los estandares de resistencia del laboratorio.

Los valores de las resistencias de platino estándar son medidos a las tres temperaturas de referencia y a partir de estas tres medidas se calculan los coeficientes de interpolación de la s ecuaciones que definen la escala ITS 90.

La escala de temperatura es transferida mediante baños auxiliares a los termómetros de trabajo (de platino y de líquido en vidrio) utilizados para la calibraciones rutinarias.

Los puntos fijos auxiliares fueron adquiridos recientemente para ser utilizados como estándares de chequeo del sistema de transferencia.

4.2.0.-METODO EXPERIMENTAL

1.- Calibración del puente de medida de resistencia.

Este equipo consiste en un puente de medida de resistencias de cuatro contactos, con 7 décadas que corresponden a variaciones de 10 Ω/paso a 0.00001 Ω/paso.

El método de calibración utilizado consiste en la comparación de la resistencia de 10 kΩ del puente, correspondiente a una unidad en la década más significativa, contra un patrón de igual magnitud. Todas las demás resistencias del puente son referidas a esta obteniendose valores de corrección para cada resistencia, rastreables al patrón.(6)

En la última calibración se realizaron diez repeticiones de este procedimiento un espaciamiento aproximado de una semana entre medidas. El valor de corrección para cada resistencia individual se tomó como la media aritmética de las diez medidas y la componente aleatoria de la incertidumbre como tres veces la

desviación estandard.

2.- Calibración de las resistencias de platino estándard.

La calibración de estos termómetros se realiza por medida directa de la resistencia en las condiciones de temperatura dadas por las celdas de puntos fijos. Se realizaron tres medidas en cada celda.

4.3.0.-OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES

Las incertidumbres máximas encontradas en la calibración del puente para una lectura dentro del rango específico en que se miden resistencias de platino son de aproximadamente 0.0003 Ω. Este valor limita la incertidumbre en la calibración de los termómetros de resistencia de platino estádard de aproximadamente 0.003°C.

En la transferencia a los termómetros de trabajo, así como en la transferencia a los termómetros a calibrar, la incertidumbre obtenida se degrada por inestabilidades e inhomogeneidades de los baños termostatizados. El sistema permite transferir la escala con una incertidumbre total estimada en 0,03 °C.

La adquisición de puntos fijos auxiliares, fue realizada para poder verificar la tranferencia mediante estandares de chequeo lo cual se encuentra en etapa de ejecución.

5.0.0. - REFERENCIAS.

(1) - Establishment and Mantenance of Electrical Units. NBS Circular 475.Issued June,30,1949.

(2) - W.G. Eicke and J.M. Cameron. Designs for Surveillance of the Volt Manteined by small groups of Saturated Standard Cells. U.S. Department of Comerce.NBS, Technical Note 430.(October 9, 1967).

(3) - News from the BIPM.Metrología 26, 69-74(1989).

(4) - Paul P.B. Brooks. Calibration Procedures for Direct-Current Resistence Apparatus. N.B.S. Monograph 39(marzo 1962).

(5) - James L. Thomas. Precision - Resistors and their Measurement. N.B.S. Circular 470(octubre 1948).

(6) - Leeds & Northrup. Type er Thermometer Bridge Calibration Procedure. Directions 177630 issue 2.

(7) - Leeds & northrup. Type er Thermometer Bridges. Directions 177601 issue 3.

(8) - B.W.Magnum. Platinum Resistance Thermometer

(9) - Triple Point of Water Cell. Recommended intrinsec/Derived Standard Practice. RISP-2. 1992

PROTECCIONES EN LÍNEAS AÉREAS DE BAJA TENSIÓN

AUTOR: ING. IND. FRANCISCO ARMANDO GARI de LEON

0. RESUMEN

El motivo del presente trabajo es actualizar la importante necesidad de difundir los principios de la utilización de protecciones efectivas contra cortocircuitos, en las redes de distribución en baja tensión. Se muestra la posibilidad de obtener buenos resultados utilizando los modelos de cálculo adecuados para lograr efectividad en sus aplicaciones. Se utiliza como ejemplo un seccionador fusible, de bajo costo, empleado por U.T.E. .

1. INTRODUCCIÓN

Desde los comienzos de la electrificación, a fines del siglo pasado, el transporte de energía eléctrica a los pequeños y medianos usuarios de B.T. se ha realizado mediante líneas aéreas. Las ventajas resultantes son evidentes : a) bajo costo de instalación, b) rapidez de realización de obra, c) relativa facilidad de ubicación de fallas, d) sencillez de reparación.

UTE no ha sido excepción al criterio generalizado por otras empresas, a nivel internacional, de la importancia de este tipo de transporte de energía eléctrica aunque, en las últimas décadas, se le ha ido perdiendo confiabilidad en nuestro país, fundamentalmente, por la cantidad de faltas que se producen provocadas por tres causas :

I) Temporales de viento y lluvia que provocan caída de ramas sobre líneas aéreas de aislación averiada, causando cortocircuitos y/o rotura mecánica de la línea y/o aisladores.

II) Falta de fusibles calibrados en los ramales y en las conexiones aéreas a los usuarios.

III) Falla de las uniones eléctricas a las derivaciones a los usuarios.

2. TIPOS DE USUARIOS CONECTADOS A LA RED AÉREA

Con carácter general se pueden considerar 4 tipos de servicios : a) domiciliarios (residenciales) ; b) comerciales ; c) pequeñas industrias; d) alumbrado público.-

Como veremos a continuación, es de gran importancia separar las tres primeras, del alumbrado público.

Las razones fundamentales son de dos tipos :

I) Confiabilidad recíproca de servicios

II) Razones comerciales

En cuanto a la confiabilidad de los servicios, supongamos que tenemos el alumbrado público conectado a la red de distribución general y que alguno de los usuarios sea una carnicería, panadería o pequeño taller con horario nocturno. Como es sabido, por razones de eficiencia, el 95 % del alumbrado público del país está servido por lámparas de gas, las que por un bajón de tensión momentáneo se desceban y requieren de 3 a 5 minutos para reencenderse, lo que puede provocar graves inconvenientes a la seguridad peatonal. Estos bajones de tensión los provocan, habitualmente, los arranques de motores de compresores, amasadoras, sierras, pulidoras etc.

Viceversa, si sobre la línea de suscriptores se conecta el alumbrado público, cualquier cortocircuito, en un artefacto sin protección, puede provocar sobrecarga a la aislación de la línea de distribución general, lo que puede causar la falla del servicio con los consiguientes perjuicios para los usuarios y la resultante pérdida de venta de energía para UTE.

En cuanto a los motivos comerciales, la salida por línea independiente del alumbrado público desde la subestación, tiene la ventaja de poder realizar la medida real de potencia activa y reactiva, cuando corresponda.

Por otra parte, permite el ahorro de pérdidas de venta de energía, por falla del servicio de la línea de distribución general, como ya se mencionó.

3. ESTUDIO DE CASOS TÍPICOS DE NUESTRA RED EN BAJA TENSIÓN

Analicemos ahora los dos casos que habitualmente se presentan:

I) Salidas de SSEE (subestaciones transformadoras de media a baja tensión) interiores

II) Salidas de SSEE aéreas

Generalidades

En el caso I, el de las subestaciones interiores, del transformador se va a un tablero de BT con fusibles NH de 315 o 400 A (tamaño II), de allí a cable armado de 120 mm^2 Cu hasta una caja terminal en poste y mediante puentes, a la línea aérea de 25, 35, 50, 70 o 95 mm^2 Al.

En el Caso II, el de las subestaciones aéreas, la salida es con fusibles NH, dentro de tableros protegidos de la intemperie o simplemente a la intemperie (absurdo), y de allí a la línea aérea.

T A B L A I

DATOS DE CAPACIDAD TÉRMICA DE CORRIENTE PERMANENTE EN CONDUCTORES USUALES, EN AIRE, TEMPERATURA AMBIENTE CONSIDERADA 40 °C

Características del conductor (Cables trifásicos en aire)			Corriente térmica A	Resistencia Ω/km	Temperatura °C
Tipo	Sección mm^2	Metal conductor/ aislación			
L.A.	25	Al/PVC	86	1,36	70
"	35	Al/PVC	105	0,97	70
"	50	Al/PVC	130	0,68	70
"	70	Al/PVC	155	0,485	70
"	95	Al/PVC	190	0,358	70
C.A.	120	Cu/XLPE	300	0,183	90

NOTA : L.A. = Línea aérea ; C.A. = Cable armado

T A B L A I I

CAPACIDAD DE LÍNEAS AÉREAS DE ALUMINIO/PVC EN BAJA TENSIÓN TRIFÁSICA 230 V CAÍDA DE TENSIÓN 5 %

Sección mm^2	Capacidad kVA	Alcance kVAm
25	34	1.940
35	42	2.720
50	52	3.880
70	62	5.430
95	76	7.420

T A B L A I I I

CAPACIDAD DE LÍNEAS AÉREAS DE ALUMINIO/PVC
EN BAJA TENSIÓN TRIFÁSICA 400 V (más neutro, 4 cables)
CAÍDA DE TENSIÓN 5 %

Sección mm^2	Capacidad kVA	Alcance kVAm
25	59	5.830
35	72	8.220
50	90	11.800
70	107	16.500
95	132	22.400

T A B L A I V

VALORES DE CORRIENTE - TIEMPO, DE CORTA DURACIÓN, ADMISIBLES
PARA LOS CONDUCTORES INDICADOS EN LA TABLA I
(Se agrega conductor unipolar 240 mm^2 Al/XLPE)

Sección mm^2	Tipo de cond. y aislación	Limites de temp. ºC	Valores I^2t $A^2s \times 10^6$
25	Al/PVC	70/160	2,72
35	Al/PVC	70/160	5,33
50	Al/PVC	70/160	10,9
70	Al/PVC	70/160	21,3
95	Al/PVC	70/160	39,3
120	Cu/XLPE	90/250	212,8
240	Al/XLPE	90/250	384

Analicemos ahora con un esquema, algo simplificado, las corrientes de cortocircuito en las líneas aéreas de Baja Tensión, suponiendo la potencia de cortocircuito, en la línea de Media Tensión, infinito.

NOTA : Los ejemplos que estudiaremos serán, solamente, cortocircuitos monofásicos por ser los más comunes habitualmente.

Ejemplos :

Caso IA

Supongamos una subestación interior con transformador de 315 kVA e impedancia de cortocircuito Z_k = 5 % .

La longitud de la salida subterránea, de la SSEE considerada, es de 100 m de cable armado tripolar de 120 mm^2 Cu XLPE y, a continuación, 300 m de línea aérea de 25 mm^2 Al/PVC. En este caso tendremos los siguientes valores :

T A B L A V

IMPEDANCIAS DE LOS ELEMENTOS CONSIDERADOS EN LA RED DE BAJA TENSIÓN CASO IA

	ELEMENTO	IMPEDANCIAS en (mΩ)		
		R	X	| Z |
	Transformador 315 kVA	2,7	7,5	
(1)	Sub Total			8
	100 m C.A. 120 mm^2 Cu	18,3	6,8	
(2)	Sub Total			25,4
	300 m L.A. 25 mm^2 Al	408	93	
(3)	TOTAL			442

NOTA : Las resistencias eléctricas de los conductores están calculadas a las temperaturas máximas de operación permanente, en aire a 40 ºC, admitidas por los fabricantes (ver tabla I).

Por lo tanto el módulo de la impedancia en el extremo del C.A. será $|Z_{ccN2}| = 0{,}0254\ \Omega$, y en el extremo de la línea aérea valdrá $|Z_{ccN3}| = 0{,}442\ \Omega$.

Es conveniente tener en cuenta que la impedancia real puede llegar a ser mayor por dos razones: a) se supuso la potencia de cortocircuito en media tensión, ∞ (infinito), lo cual no es cierto y; b) la impedancia de los cables, fundamentalmente por la variación de la temperatura, aumenta durante el cortocircuito.

Algunas consideraciones sobre el cálculo de las impedancias de cortocircuito en las redes de distribución en baja tensión

Con respecto a a), las impedancias de las líneas aéreas, cables y transformadores de media tensión para arriba, son muy variadas, según los casos. Sería muy conveniente por muchas razones, que no vienen al caso detallar aquí, que UTE definiera, por ejemplo, los valores de las potencias de cortocircuito máximas y mínimas para líneas de MT de 6 kV y 15 kV y en los casos urbano y rural (serían en total 8 valores). Esto permitirá calcular con precisión, más adecuada, los interruptores y protecciones en media y baja tensión, de modo de poder tener mayor seguridad de la actuación y efectividad de las protecciones en ambos circuitos, MT y BT.

Con respecto a b), si se tiene en cuenta que la temperatura máxima (de corta duración) admisible para los conductores de cobre, con aislación de XLPE, es de 250 °C, el aumento porcentual de la resistencia eléctrica de los mismos, partiendo de la de funcionamiento permanente, será de un 49,3 % . Con relación a los conductores de aluminio aislados, teniendo en cuenta que la temperatura máxima admisible de la aislación de PVC, por cortocircuito, es 160 °C, el aumento porcentual de la resistencia eléctrica correspondiente, en este caso, es de 30,2 % . En el caso de utilizarse cable preensamblado (conductor de aluminio, aislación XLPE), la variación límite admitida será de 50,3 % .

Si admitimos entonces, que las impedancias de cortocircuito de los conductores pueden variar durante los cortocircuitos, dentro de límites admitidos por los fabricantes de los cables, llamaremos Z_{ccN} a la impedancia del conductor, a la temperatura máxima admitida de operación permanente, y Z_{ccF} a la impedancia final admisible por sobrecalentamiento de corta duración.

NOTA : Obviamente la variación de la impedancia se produce sobre la componente resistiva.

Si en este (Caso IA) admitimos esta variación de la resistencia por el calentamiento, durante el cortocircuito, la impedancia total final aumentaría en un 29,3 % , vale decir que en vez de $|Z_{ccN3}|$ total = 0,442 Ω , tendríamos $|Z_{ccF3}|$ total = 0,571 Ω, esto, junto con lo expuesto en el punto a) hace que disminuya la corriente final del cortocircuito, y en algunos casos no permitan la actuación de las protecciones, pudiéndose transformar un cortocircuito monofásico, franco, en una sobrecarga permanente inadmisible para esa red.

Calculemos ahora las corrientes permanentes de los cortocircuitos monofásicos en tres puntos de esta red de baja tensión, caso IA :

1) En bornes del transformador

$$I_{cc1} = 14.490\ A$$

2) En terminales del C.A.

$$I_{ccN2} = 4.550\ A$$

$$I_{ccF2} = 3.470\ A$$

3) Extremo de línea aérea

$$I_{ccN3} = 261\ A$$

$$I_{ccF3} = 202\ A$$

Esto muestra que la corriente que se deberá interrumpir depende, en buena medida, del tiempo de apertura del elemento de protección, como también depende de éste, obviamente, la vida de las aislaciones.

Caso IB

Si en cambio, la línea aérea fuera de 70 mm^2 Al, las corrientes serían :

$$I_{ccN3} = 580 \text{ A}$$

$$I_{ccF3} = 470 \text{ A}$$

Caso IIA

Estudiemos ahora el caso de una SSEE aérea con transformador de 50 kVA, conectado a una línea aérea de 25 mm^2 Al/PVC y de longitud, 400 m , tendremos los siguientes valores :

T A B L A V I

IMPEDANCIAS DE LOS ELEMENTOS CONSIDERADOS EN LA RED DE BAJA TENSIÓN CASO IIA

ELEMENTO	IMPEDANCIAS en (mΩ)		
	R	X	|Z|
TRANSFORMADOR 50 kVA	15	32	
(1) Sub Total			35,3
400 m L.A. 25 mm^2 Al	544	124	
(2) TOTAL			580

En este caso tendremos $|Z_{ccN1}| = 0{,}0353\ \Omega$, por lo tanto la corriente de cortocircuito será :

1) En bornes del transformador :

$$I_{ccN1} = 3.272\ A$$

2) En el extremo de los 400 m de L.A. :

$$I_{ccN2} = 198\ A$$

Si calculamos $|Z_{ccF2}| = 0{,}740\ \Omega$ obtendremos :

$$I_{ccF2} = 155\ A$$

--------o--------

4. POSIBLES SOLUCIONES Y ALTERNATIVAS EN LAS PROTECCIONES

Veamos ahora las alternativas de UTE en materia de protecciones, en baja tensión, en la actualidad.

Estas, en grandes rasgos, son :

1) Fusibles NH

2) Alambre de cobre "tipo ANTEL" (conductor para derivaciones telefónicas)

3) Fusibles tipo "lira"

El primero es demasiado caro y no siempre imprescindible.

El segundo difícilmente controlable y poco confiable.

Sin embargo existe otra alternativa viable. Cuando, por razones de la magnitud de la corriente de cortocircuito (inferior a 10 kA) no es necesario limitarla como lo hace el fusible NH para cortocircuitos de corrientes superiores a 12 kA, caso del NH de 315 A.

Estamos considerando el clásico fusible tipo "lira" con sus limitaciones y sus ventajas, pero ¿ que es un fusible "lira" ?.

Es un fusible al aire, calibrado, cuyas características dimensionales se muestran en la figura Nº 1.

Se trata de varios alambres paralelos habitualmente 4 o 5. El metal fusible es usualmente el cobre, estañado o plateado, pero pensamos que, estos recubrimientos protectores son la principal causa de su decadencia actual, debido a que las temperaturas de operación, de 90° a 160 °C, son suficientes para, en corto tiempo, provocar la oxidación o ataque del medio ambiente a la protección superficial.

En UTE se está probando una alternativa prometedora para la protección superficial del cobre, que es el niquelado electrolítico, que ha demostrado en los ensayos llevados a cabo, en el Laboratorio de UTE, tener excelentes probabilidades de éxito.

También, con la invalorable colaboración del Laboratorio, se han realizado múltiples ensayos buscando determinar un modelo aceptable de la relación tiempo - corriente de fusión.

Dado que UTE introdujo, en sus líneas aéreas, el cable preensamblado de aluminio con aislación de polietileno reticulado (XLPE), en los últimos años, y que la corriente máxima permanente para el conductor de 95 mm^2 Al es de aproximadamente 200 A , se adoptó este valor para el desarrollo del fusible actualmente en uso.

4.1 PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DEL FUSIBLE TIPO "LIRA" $I_N = 200\ A$

El fusible está compuesto, esencialmente, de 4 alambres de cobre de 0,75 mm^2 de sección y 57 mm de longitud c/u, soldados con plata a dos terminales de cobre de 30 gramos de peso c/u, y el conjunto niquelado electrolíticamente. De acuerdo a los criterios usuales la corriente nominal de los fusibles debe estar comprendida entre 0,53 y 0,63 [1] de la corriente límite de fusión, siendo en nuestro caso $I_{LF} = 370\ A$, y por lo tanto, $I_N = 0{,}54\ I_{LF}$.

La potencia nominal disipada por este fusible es : 18 W.

La resistencia nominal : 0,445 mΩ

La resistencia previa a la fusión, aproximadamente : 1,53 mΩ

El modelo matemático que acompaña, aproximadamente, las características corriente - tiempo de fusión, con error inferior al 5 % para tiempos menores que 35 s, es :

$$I = \frac{I_{LF}}{\sqrt{1 - e^{-\frac{t}{8}}}}$$

I en amperes, t en segundos

Los ensayos han corroborado que el arco se extingue, generalmente, cuando la tensión pasa por cero, lo que es la única limitante a esta fórmula (tiempos mínimos, del orden de 0,01 s).

Si calculamos el valor de I^2t, utilizando la ecuación de I.M. Onderdonk [2], aplicada a un hilo de cobre de 0,75 mm^2 de sección, tomando como temperatura ambiente 40 ºC, obtenemos $I^2t = 45.300\ A^2s$. En cambio si calculamos éste valor con la ecuación anterior, daría $I^2t = 68.600\ A^2s$. Este valor mayor puede deberse, principalmente, a la relación entre el diámetro del hilo (alambre fusible), su longitud entre terminales, además de la forma, material y masa de dichos terminales.

4.2 CARACTERÍSTICAS CORRIENTE - TIEMPO DE FUSIÓN DE LOS FUSIBLES NH MAS USUALES EN DISTRIBUCIÓN

TABLA VII [3]

CARACTERÍSTICAS DE CORRIENTE - TIEMPOS DE FUSIÓN DE ALGUNOS FUSIBLES NH

I_N	$\frac{I^2t}{A^2s \times 10^6}$	Tiempo en s, en función de I_{cc} en kA			
		1 kA	2 kA	5 kA	10 kA
200	0,12				
250	0,2				
315	0,24	180	4	0,13	0,012
400	0,4	400	14	0,25	0,025
630	1,6	8000	160	2	0,16

4.3 PROTECCIÓN DE CABLES Y LÍNEAS AÉREAS EN BAJA TENSIÓN

Ventajas en la protección de cables y líneas aéreas.

Ejemplo 1 :

Caso IA si se tiene un cortocircuito, monofásico como ya dijimos, en el punto 3, extremo de línea, veamos que sucede ahora, si colocamos un fusible "lira" al que se le cortaron dos hilos (I_N = 100 A), para el caso considerado de la línea aérea de 25 mm² Al de 300 m, a partir del cable de BT. Como la corriente de cortocircuito será del orden de 231 A (promedio de las corrientes), el tiempo de fusión del fusible "lira" será 8 s, mientras que, la aislación el conductor 25 mm² AL/PVC soporta 51 s. Nótese que el fusible NH 315 A no hubiera sido capaz de detectar la falta.

Ejemplo 2 :

Consideremos que si en el caso IB ya visto, con una corriente de cortocircuito en el punto 3 (extremo de línea) del orden de los 500 A, se utiliza como protección un fusible NH de 400 A, demora del orden de 4 horas en interrumpir la corriente de la falta. Esta es una carga térmica inadmisible para la aislación del cable armado (capaz de soportar, esta sobrecarga, 14 minutos, ver tabla IV). También se quemará, por supuesto, la aislación de la línea aérea, la que es capaz de soportar esa carga solamente por 85 s (tabla IV).

Si el fusible fuera NH 315 A demoraría 1/2 hora, lo que aún es inadmisible para el cable armado de cobre 120 mm² con aislación XLPE.

Selectividad. En el caso de que el cortocircuito se produzca próximo al terminal del C.A. la corriente de cortocircuito será del orden de los 4.500 A, el fusible NH 315 A demora 0,15 s en interrumpir la corriente del defecto, mientras que el "lira" de 100 A demora 0,02 s., quedando intacto el NH; aún si el fusible fuera completo (4 hilos, 200 A) el tiempo de fusión sería de 0,06 s. Vale la pena hacer notar aquí, que si el cortocircuito se produce del lado de la línea de 25 mm² Al/PVC próximo al terminal del cable, la aislación de la misma sería capaz de soportar esa carga térmica, solamente por 0,13 s, ver tabla IV.

Ejemplo 3 :

Si analizamos el caso IIA, ya visto, la corriente de un cortocircuito monofásico, en el punto 2, será del orden de 176 A (promedio), que es del orden de la corriente límite de fusión del "lira", con dos hilos. Esta distancia marca el límite máximo de longitud admisible, de protección del fusible "lira" a la aislación de la línea de 25 mm² Al, con capacidad de corriente nominal.

Pero aquí podemos aplicar, lo que aún no mencionamos, respecto a los servicios en general y al alumbrado público en particular, que es el siguiente criterio :

Cuando se trata de líneas largas y de baja carga máxima ver tablas (II 230 V y III 400 V), del orden de 20 kVA trifásicos más o menos, p. ej., se puede utilizar el fusible "lira" con un solo hilo.

Ejemplo 4 :

Caso IIB, supongamos una longitud máxima en 35 mm² Al, desde una SSEE de 50 kVA MT/0,23 kV, de 650 m a los efectos de poder actuar el "lira" (1 hilo) como protección, podríamos tener en el extremo de línea un suscriptor de 3,8 kVA con una caída de tensión del 4,5 %.

Un cortocircuito monofásico, franco, en el extremo de esta línea, será despejado por el fusible "lira" de un hilo en 7 s.

Respecto al alumbrado público, por tratarse de cargas conocidas y permanentes (en su horario habitual), es fácil calcular el fusible adecuado, aún en el caso de líneas largas.

4.4 VENTAJAS DE LA PROTECCIÓN DE LÍNEAS AÉREAS CON FUSIBLES TIPO "LIRA" MONTADOS EN SECCIONADORES AÉREOS

1) La apertura por fusible quemado, a la vista.-

2) Se puede abrir el seccionador para reponer el fusible (sin tensión lado usuario, abriendo previamente la cuchilla, ya sin carga) se cierra luego la cuchilla (con la pértiga, como para la apertura).-

3) Seccionador unipolar de bajo costo, aproximadamente U$S 50.

4) Fusible barato, aprox. U$S 1.-

5) Fusible fácilmente fraccionable : 50, 100, 150, 200 A.-

6) Coordinable con fusibles NH 315 A en corrientes de C.C. hasta del orden de 7.000 A, siendo éstos la gran mayoría de los casos nuestros en salidas de SSEE.-

Se muestra como ejemplo, en la figura Nº 2, uno de los modelos de seccionadores fusibles, de 400 A

nominales, utilizados por U.T.E. . Se han comprado e instalado, hasta la fecha, montados en tres tipos diferentes de estructura : a) estructura soporte en resina epoxi ; b) estructura soporte en resina poliester ; c) estructura soporte de acero galvanizado, por inmersión en caliente, con aisladores de porcelana. Si bien ha habido algún tipo de problema : constructivo, de montaje y operación, mejorable, este tipo de elemento (el seccionador, con fusible tipo "lira"), correctamente puesto a punto, es un valioso elemento en la protección de las líneas aéreas de baja tensión.

Estos seccionadores deben ser montados como se ve en la figura Nº 2, vale decir, la alimentación entra por la izquierda, y la salida a la línea es por la derecha. De este modo, cuando se queme un fusible, por un cortocircuito por ejemplo, el operario de mantenimiento al ver el (o los) fusibles quemados, procederá a abrir los tres (o cinco) seccionadores de la correspondiente línea (caso de tener servicio de alumbrado independiente), evitando posible retorno de corriente, y previo el despeje de la falta, proceder a sustituir los fusibles quemados. Posteriormente, cerrando con la pértiga los seccionadores, quedará repuesto el servicio.

5. CONCLUSIONES

Para mejorar los servicios en las líneas aéreas de BT, corresponde :

I) Separar el alumbrado público del resto de los servicios.

II) Utilizar elementos de protección coordinados y en lo posible selectivos, para disminuir las probabilidades de deterioro de la red y facilitar además la detección de faltas.-

III) Utilizar elementos de compresión, de contacto por presión elástica o similares en las uniones de ramales o de derivaciones a usuarios.-

IV) Limitar la longitud máxima de los ramales, en función de las protecciones que se adopten, como también de los criterios de costos globales de la explotación, incluyendo las pérdidas en las líneas de BT, que a nivel mundial son las que tienen, en general, el mayor porcentaje.-

--------o--------

BIBLIOGRAFÍA

[1] BAXTER "ELECTRICAL FUSES"

[2] KNOWLTON "STANDARD HANDBOOK FOR ELECTRICAL ENGINEERS"

[3] MANUAL SIEMENS "ACLARACIONES TÉCNICAS SOBRE APARATOS DE MANIOBRA DE BAJA TENSIÓN, INSTALACIONES Y DISTRIBUCIÓN" CAT NSO/NVO 1978

et al.

Ing.Ind. F.A.GARI

Ingeniero Industrial Francisco Armando Gari. Nacido en Montevideo Uruguay, el 22 de setiembre de 1942. Egresado de la Facultad de Ingeniería y Agrimensura de la Universidad de la República, plan 1947. Especializado en Electrotécnica Potencia y en Diseño y Construcción de Máquinas. Profesor agregado de cátedra en: Diseño y Construcción de Máquinas (carrera de Ingeniero Industrial Mecánico); en Mecánica Aplicada a la Industria (carrera de Ingeniería Química). Profesor adjunto en Mecanización Agrícola (carrera de Ingeniero Agrónomo). Catedrático de: Diseño de Máquinas (carrera de Perito en Ingeniería Mecánica) y Proyecto (idem). Trabajos publicados : "Experiencia en el empleo de bentonita en la construcción de una malla de puesta a tierra" CIER 1988 , "Protecciones en las líneas de BT", 2° SIU 1990, del cual, en versión ampliada y corregida surgió el presente trabajo.

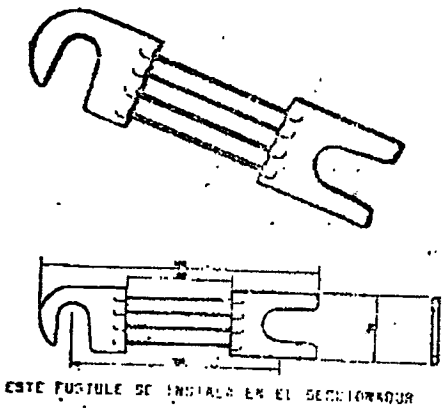


figura N° 1

FUSIBLE TIPO "LIRA"

Material: cobre soldado y niquelado

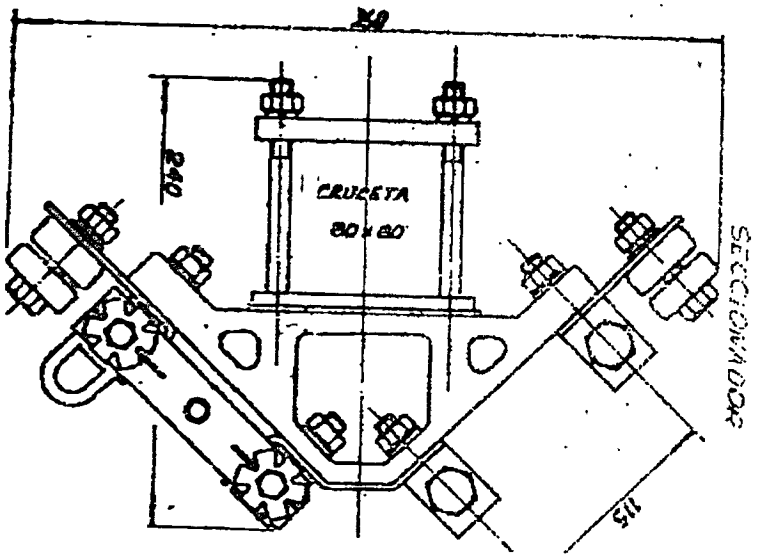


figura N° 2

SECCIONADOR FUSIBLE 400 A BAJA TENSIÓN

Estructura de resina epoxi

METODO DE COMPENSACION GENERALIZADO PARA LA REPRESENTACION DE INDUCTANCIAS Y RESISTENCIAS NO LINEALES EN ESTUDIOS DE TRANSITORIOS ELECTROMAGNETICOS

M.Sc.Ing. G. Calzolari
Member, IEEE

M.Sc.Ing. C. Saldaña
Member, IEEE

Resumen

En este artículo se presentan los aspectos teóricos relativos al método de Compensación Generalizado para la representación de elementos no lineales en un sistema eléctrico de potencia. Se presentan resultados obtenidos con una subrutina, llamada NONLIN, que modela elementos no lineales, la cual ha sido incorporada al programa de transitorios electromagnéticos de la EFEI (Escola Federal de Engenharia de Itajubá, Brasil).Se presenta también una comparación de estos valores con respecto a los encontrados a través de medidas de campo y utilización de otros modelos ya existentes.

Palabras Clave

Transitorios electromagnéticos, resistencias no lineales inductancias no lineales, compensación generalizada.

1.INTRODUCCION

La simulación digital de transitorios electromagnéticos en un sistema eléctrico de potencia es hecho modelando todos sus componentes. Algunos de ellos son no lineales, como por ejemplo :
descargadores con gaps, descargadores de óxido de zinc, reactores de núcleo saturable, transformadores, interruptores, etc. Debido a la no linealidad de estos elementos se tiene entonces un conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales que describen sus comportamientos. En consecuencia, el cálculo de las corrientes y tensiones en las ramas de un sistema eléctrico, en el dominio del tiempo, puede ser hecho de las siguientes formas :

- aplicando técnicas de resolución de ecuaciones diferenciales no lineales
- modificando los métodos desarrollados para redes lineales de tal forma que incluyan elementos no lineales

La última metodología es la más utilizada en programas digitales de cálculo, pues el tiempo total de solución no aumenta excesivamente debido a que en general el número de elementos no lineales es pequeño.
El método de Compensación Generalizado, una de las extensiones hechas en los métodos de cálculo para redes lineales, se aplica en el presente trabajo al modelado de inductancias y resistencias no lineales.

2. ASPECTOS TEORICOS [1] [2] [6]

En este item se presentan los aspectos teóricos relativos al método de Compensación Generalizado, aplicado a N elementos no lineales, el cual permite calcular las tensiones nodales de un sistema eléctrico en un instante de tiempo t_0 . Este procedimiento se aplica sucesivamente para cada instante de tiempo.

2.1 Método de Compensación Generalizado

Este método está basado en los siguientes teoremas :

- teorema de la superposición
- teorema de la sustitución

El teorema de la sustitución establece que : si por una rama de una red circula una corriente i y la tensión entre sus terminales es v, la misma puede ser sustituída por otra rama siempre que la tensión entre los terminales de esta nueva rama sea v cuando circule la corriente i o viceversa.
La utilización más frecuente de este teorema consiste en sustituir un elemento pasivo por una fuente de tensión o de corriente.

En la figura 1 está indicada en forma esquemática una red de potencia que contiene N elementos no lineales,ubicados entre los pares de nodos 1-1 ,2-2' ,....,N-N' .

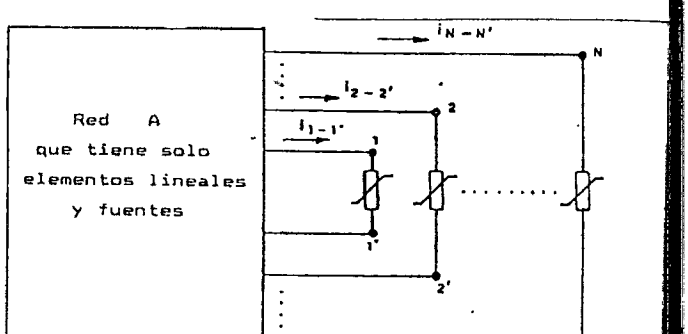


Figura 1 - Esquema de una red de potencia con N elementos no lineales

El procedimiento para la obtención de las tensiones nodales de la red, en el instante de tiempo t , se puede dividir en tres etapas :

Primera Etapa:

El teorema de la sustitución establece que se puede reemplazar cada elemento no lineal por una fuente de corriente, siendo los valores de las mismas $i_{1-1'}(t_0)$, $i_{2-2'}(t_0),\ldots,i_{N-N'}(t_0)$ las corrientes que circulan por los elementos no lineales respectivos en el instante t_0 . Esta etapa está indicada en la figura 2.

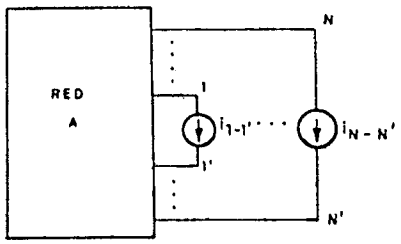


Figura 2 - Red de la figura 1 luego de la Primera Etapa

Segunda Etapa:

Se retiraron los elementos no lineales de la red de tal forma que la red remanente contiene solamente elementos lineales y fuentes. La aplicación del método trapezoidal de integración a las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento de esta última red, permite la utilización del análisis nodal, el cual conduce a una matriz real de conductancias nodales.
Se calcula entonces para la red remanente el circuito equivalente de Thévenin visto de los pares de nodos : 1-1', 2-2' ,....,N-N' .
Para tal circuito es válida la siguiente ecuación matricial :

$$\begin{bmatrix} v_{1-1'}(t_0) \\ v_{2-2'}(t_0) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_{N-N'}(t_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v^0_{1-1'}(t_0) \\ v^0_{2-2'}(t_0) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v^0_{N-N'}(t_0) \end{bmatrix} - [R_{TH}] \begin{bmatrix} i_{1-1'}(t_0) \\ i_{2-2'}(t_0) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{N-N'}(t_0) \end{bmatrix} \quad (01)$$

donde :

$v_{1-1'}(t_0)$,....,$v_{N-N'}(t_0)$ tensiones en bornes de los N elementos no lineales

$v_{1-1'}{}^0(t_0),\ldots,v_{N-N'}{}^0(t_0)$ tensiones de vacío entre los pares de nodos 1-1',....,N-N'

$[R_{TH}]$ matriz de resistencias equivalentes de Thevenin

$i_{1-1'}(t_0),\ldots,i_{N-N'}(t_0)$ corrientes por los N elementos no lineales

Para cada elemento no lineal es posible obtener una característica tensión x corriente, la cual puede ser dada punto a punto o a través de una expresión analítica. Por lo tanto, para los N elementos referidos, es válida la siguiente ecuación matricial :

$$\begin{bmatrix} v_{1-1'}(t_0) \\ v_{2-2'}(t_0) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_{N-N'}(t_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(i_{1-1'}, t_0) \\ f_2(i_{2-2'}, t_0) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ f_N(i_{N-N'}, t_0) \end{bmatrix} \quad (02)$$

Las ecuaciones (01) y (02) constituyen un sistema de 2N ecuaciones no lineales con 2N incógnitas :

$$v_{1-1'}(t_0).....,.... v_{N-N'}(t_0)$$

$$i_{1-1'}(t_0)..... i_{N-N'}(t_0)$$

Si se dispone de formulaciones analíticas para las funciones f_1 , $f_2,\ldots,f_N$, el sistema de ecuaciones puede ser resuelto aplicando algún método numérico, como por ejemplo Newton-Raphson.
Quedan determinadas de esta manera las tensiones y corrientes de rama en los N elementos no lineales en el instante de tiempo t_0 .

Tercera Etapa :

En la red de la figura 2 se puede aplicar,en el instante t_0 ,el teorema de la superposición, indicado esquemáticamente en la figura 3.

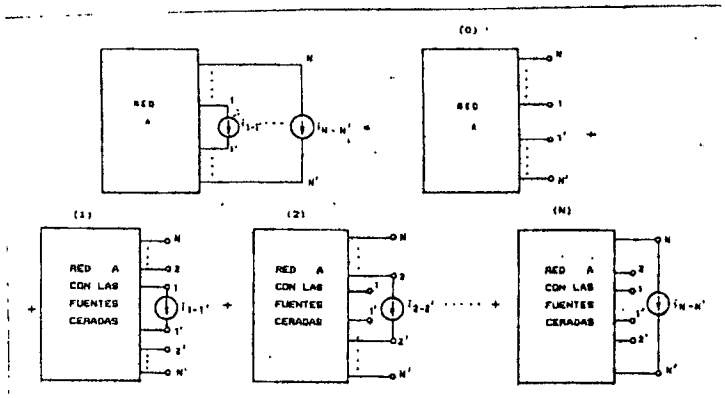


Figura 3 - Aplicación del teorema de la superposición, en el instante t_0 , en la red de la figura 2

De esta forma es posible calcular las tensiones nodales de la red de la figura 1 utilizando la siguiente ecuación matricial :

$$[V_A(t_0)] = [V_A^0(t_0)] + [V_A^1(t_0)] + \ldots\ldots + [V_A^J(t_0)] + \ldots$$

$$\ldots + [V_A^N(t_0)] \quad (03)$$

donde :

$[V_A(t_0)]$ vector que contiene las tensiones nodales de la red

$[V_A^0(t_0)]$ vector que contiene las tensiones

nodales de la red (0).

$[v_A^J(t_0)]$ vector que contiene las tensiones nodales de la red (J)

2.2 Aplicación a inductancias y resistencias no lineales

Como referido en el item 2., la obtención de las tensiones nodales de una red no lineal en un instante de tiempo, exige la resolución simultánea de las ecuaciones (01) y (02). En el presente trabajo se optó por hallar expresiones analíticas para las funciones f_i (i=1,N) de la ecuación (02).

2.2.1 - N inductancias no lineales

Para tales inductancias, la aplicación de la ley de Faraday-Lenz conduce a la siguiente ecuación matricial :

$$[\, v_{km}(t) \,] = \frac{d}{dt} [\lambda_{km}(t)] \quad (04)$$

donde :

$v_{km}(t)$ tensión entre los terminales k y m de un inductor no lineal

$\lambda_{km}(t)$ flujo que enlaza al inductor no lineal ubicado entre los nodos k y m

Aplicando a la ecuación (04) el método trapezoidal de integración se obtiene :

$$[\, \lambda_{km}(t_0) \,] = \frac{\Delta t}{2} [\, v_{km}(t_0) \,] + [\, b(t_0 - \Delta t) \,] \quad (05)$$

donde :

$$[b(t_0-\Delta t)] = [\, \lambda_{km}(t_0-\Delta t) \,] + \frac{\Delta t}{2} [\, v_{km}(t_0-\Delta t) \,] \quad (06)$$

A partir de los puntos de la característica enlace de flujo x corriente del inductor, es posible calcular los valores de los parámetros reales α_{km} y a_{km} de la ecuación (07) que mejor aproximen la característica mencionada.

$$i_{km} = \left[\frac{|\lambda_{km}|}{a_{km}} \right]^{\alpha_{km}} . \; sign(\lambda_{km}) \quad (07)$$

En la ecuación (07) son hechas las siguientes aproximaciones:

- la histéresis es ignorada
- la curva enlace de flujo x corriente se asume simétrica con respecto al origen de coordenadas, esto es :

$$i_{km}(\lambda_{km}) = - i_{km}(-\lambda_{km})$$

Considerando que los N elementos no lineales son inductancias, la ecuación (07) adquiere la siguiente forma matricial :

$$[\, i_{km} \,] = \left[\left[\frac{|\lambda_{km}|}{a_{km}} \right]^{\alpha_{km}} . \; sign(\lambda_{km}) \right] \quad (08)$$

La ecuación (01) reescrita en forma compacta, como :

$$[V_{km}(t_0)] = [V_{km}^0(t_0)] - [R_{kk}] \cdot [i_{km}(t_0)] \quad (09)$$

junto a las ecuaciones (05), (06) y (08) permiten obtener la siguiente ecuación :

$$[\, F(v_{km}(t_0)) \,] = [\, F(v_{km}) \,] = [\, 0 \,] \quad (10)$$

La ecuación (10) representa un conjunto de N ecuaciones no lineales cuyas incógnitas son las N tensiones de rama de los elementos no lineales. La aplicación del método numérico de Newton-Raphson conduce al siguiente proceso iterativo :

$$[v_{km}^{(h+1)}] = [v_{km}^{(h)}] + [\Delta v_{km}^{(h)}] \quad (11)$$

$$[\Delta\, v_{km}^{(h)}] = - [\, J^{(h)} \,]^{-1} \cdot [\, F(v_{km}^{(h)}) \,] \quad (12)$$

donde :
h número de iteración

$$[J^{(h)}] = \frac{\partial [F(v_{km})]}{\partial [v_{km}]} \Big|_{[v_{km}]=[v_{km}^{(h)}]}$$

es la matriz Jacobiana en la h-ésima iteración

2.2.2 - M inductancias y N-M resistencias no lineales

Para los M inductores no lineales siguen siendo válidas las ecuaciones (05),(06) y (08) del item 2.2.1. Con respecto a las resistencias no lineales, a partir de los puntos de la característica tensión x corriente es posible calcular los valores de los parámetros reales β_{km} y b_{km} de la ecuación (13) que mejor aproximen la característica mencionada.

$$i_{km} = \left[\frac{|v_{km}|}{b_{km}} \right]^{\beta_{km}} . \; sign\,(v_{km}) \quad (13)$$

En la ecuación (13) se asume que la curva tensión x corriente es simétrica con respecto al origen de coordenadas, esto es :

$$i_{km}(v_{km}) = i_{km}(-v_{km})$$

Para las N - M resistencias no lineales la ecuación (13) adquiere la siguiente forma matricial :

$$[i_{km}] = \left[\left[\frac{|v_{km}|}{b_{km}} \right]^{\beta_{km}} . sign\ (v_{km}) \right] \quad (14)$$

La ecuación (09) junto a las ecuaciones (05),(06),(08) y (14) permiten obtener una ecuación matricial similar a la (10), a la cual se le puede aplicar el proceso iterativo descripto por las ecuaciones (11) y (12).

Las formulaciones presentadas en los subitems 2.2.1 y 2.2.2 fueron implementadas computacionalmente en una subrutina denominada NONLIN, escrita en lenguaje Fortran 77 .La misma fue incorporada al programa de transitorios electromagnéticos ya mencionado, con la asistencia del Dr. H.W.Dommel quien desarrolló e implementó dicho programa en la EFEI.

3. EJEMPLOS DE APLICACION

En este item se presenta un sistema eléctrico de potencia, en el cual fueron realizados estudios de :

- sobretensiones temporarias que provocaron la saturación de un transformador de potencia
- sobretensiones de maniobra debidas a la energización de una línea de transmisión.

Los distintos estudios fueron realizados utilizando la subrutina NONLIN así como otros modelos de elementos no lineales,disponibles en el programa de transitórios de la EFEI.
Se presenta para cada caso, una comparación de los resultados obtenidos con los diferentes modelos, con el objetivo de poder evaluar el desempeño de la subrutina NONLIN.
En la figura 4 está indicado el esquema unifilar del sistema eléctrico en estudio, de tensión nominal 345 kV.

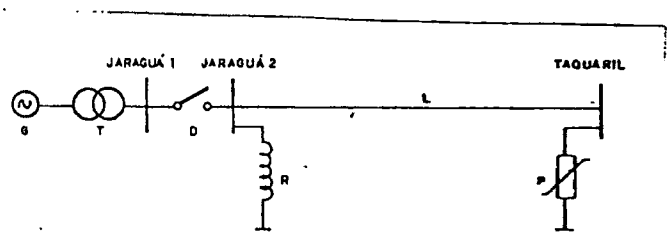


Figura 4 - Esquema unifilar

A continuación se hace una breve descripción de como fue modelado cada elemento del sistema de la figura 4.

- El generador (G) y el transformador elevador (T) fueron modelados a través de un circuito equivalente de Thévenin visto desde la barra Jaguarál
- El reactor de compensación (R) fue modelado a través de su matriz de reactancias propias y mutuas obtenida a partir de las reactancias secuenciales del mismo.
- La línea de transmisión (L) fue modelada por parámetros distribuídos.
- Los descargadores de óxido de zinc (P) fueron representados a través de la siguiente característica tensión x corriente :

v (kV)	i (kA)
607.0	1.0
628.0	2.0
643.0	3.0

- Fueron adicionadas en la barra Jaguarál tres resistencias en paralelo con tres inductores no lineales, para representar la característica λ xi del núcleo del transformador (T), así como sus pérdidas.

Los valores de los parámetros de los diferentes componentes del sistema, fueron obtenidos de las referencias [7] y [8] a excepción de los descargadores.

3.1 Sobretensiones Temporarias

Se calcularon las sobretensiones temporarias presentes en el sistema eléctrico después de la energización de la línea de transmisión (L) desde el extremo emisor Jaguará con el extremo receptor Taquaril en vacío. El esquema del sistema, utilizado en los cálculos, está indicado en la figura 5.

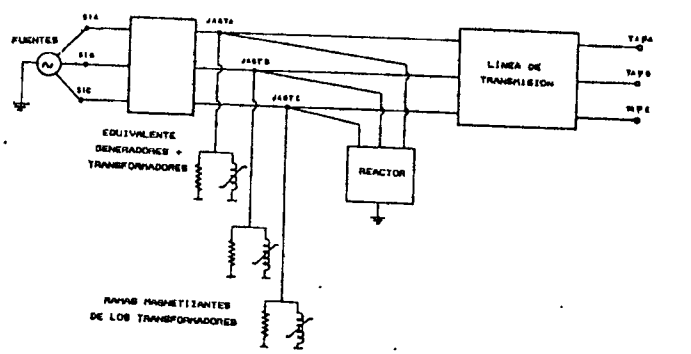


Figura 5 - Esquema del sistema eléctrico para estudios de sobretensiones temporarias

En las simulaciones realizadas se adoptaron los siguientes valores:

- módulo de las fuentes de Thévenin igual a 1.0 p.u.
- paso de integración igual 85 microsegundos
- tiempo de estudio igual a 5 ciclos

Fueron hechos tres estudios, la diferencia entre ellos es la forma de representar los inductores no lineales.

Estudio 1 : Los inductores no lineales fueron representados por el modelo "piecewise-linear" de dos pendientes.

Estudio 2 : Los inductores no lineales fueron representados por el modelo "piecewise-linear" de cinco pendientes.

Estudio 3 :Los inductores no lineales fueron representados a través de la subrutina NONLIN.

Este último estudio fue dividido en dos, debido a que se trabajó con dos funciones de aproximación (dadas por la ecuación (07)) de la característica λ x i .

Los valores de los parámetros " α " y "a" de cada una de las funciones, obtenidos con el programa APROX

[1], se indican en la siguiente tabla :

	alfa	a
NONLIN (Estudio 3a)	22.62809	707.0945
NONLIN (Estudio 3b)	23.24614	708.3523

En las figuras 6 y 7 se muestran los gráficos de las dos funciones de aproximación, indicando con I e IAPROX las características real y aproximada respectivamente.

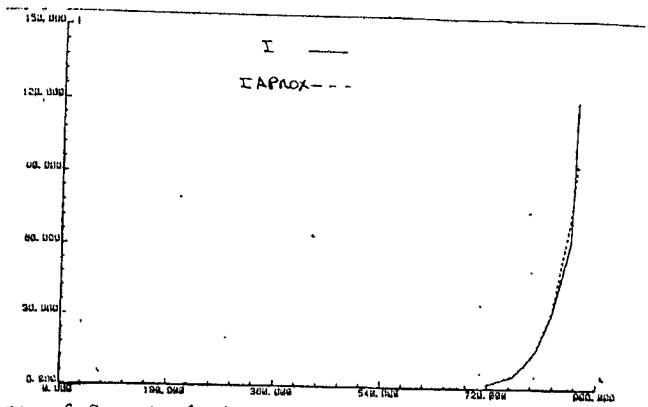


Figura 6-Característica real y aproximadá del Estudio 3a

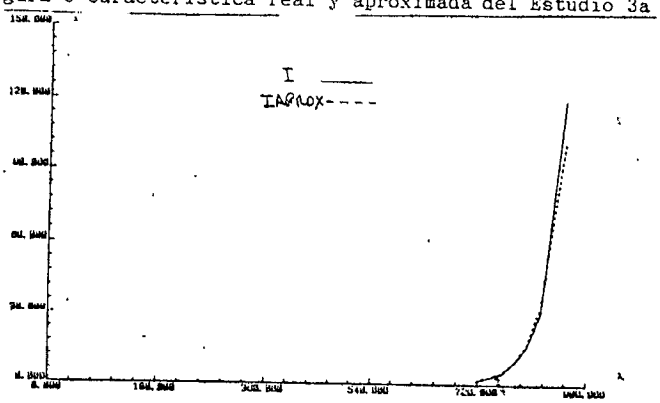


Figura 7-Características real y aproximada del Estudio 3b

Para los diferentes estudios ya mencionados fueron obtenidos los siguientes valores máximos y mínimos de tensión fase-neutro en las barras Jaguará y Taquaril :

JAGUARA	Máximo (kV)	Mínimo (kV)
Estudio 1	357.8	-363.7
Estudio 2	355.4	-360.1
Estudio 3a	361.7	-369.2
Estudio 3b	365.5	-373.7
Ensayo [7]	364.0	-360.0

TAQUARIL	Máximo (kV)	Mínimo (kV)
Estudio 1	410.5	-410.9
Estudio 2	417.4	-427.8
Estudio 3a	420.1	-426.7
Estudio 3b	424.4	-431.4
Ensayo [7]	419.0	-414.0

En las figuras 8 a 15 se muestran las tensiones fase B -neutro en las barras Jaguará y Taquaril,obtenidas a partir de las simulaciones.
En las figuras 16 y 17 se presentan las tensiones fase B-neutro en las mismas barras obtenidas de la referencia [7].

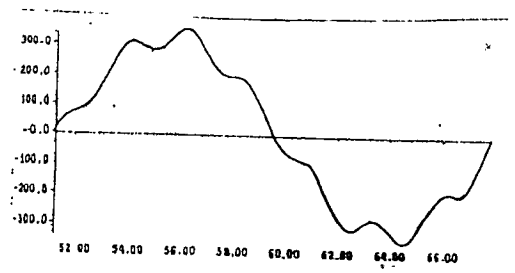


Figura 8 -Tensión fase B-neutro en el extremo emisor Jaguará correspondiente al Estudio 1

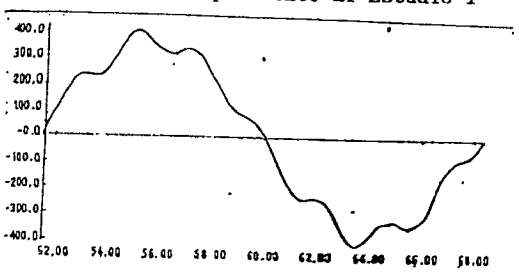


Figura 9 - Tensión fase B-neutro en el extremo receptor Taquaril correspondiente al Estudio 1

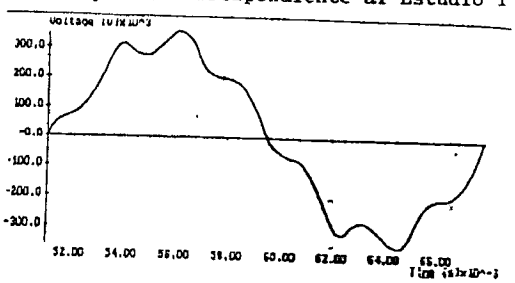


Figura 10 -Tensión fase B-neutro en el extremo emisor Jaguará correspondiente al Estudio 2

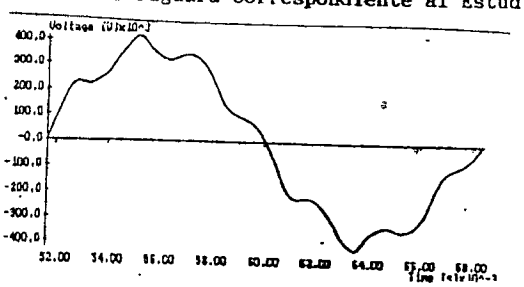


Figura 11- Tensión fase B-neutro en el extremo receptor Taquaril correspondiente al Estudio 2

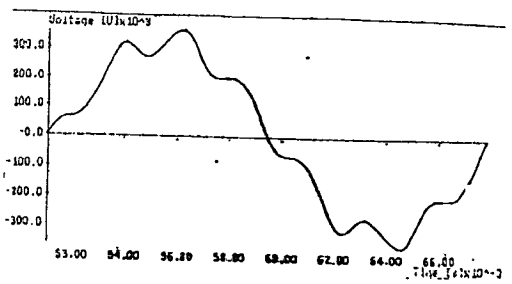


Figura 12 - Tensión fase B-neutro en el extremo emisor Jaguará correspondiente al Estudio 3a

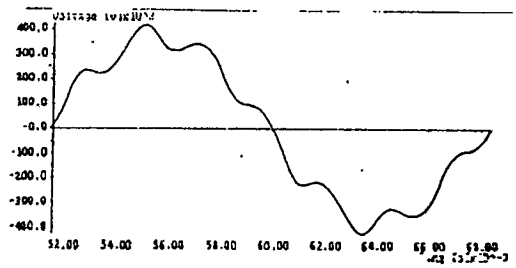


Figura 13- Tensión fase B-neutro en el extremo receptor Taquaril correspondiente al Estudio 3a

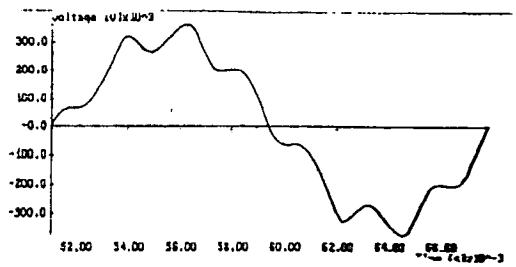


Figura 14 - Tensión fase B-neutro en el extremo emisor Jaguará correspondiente al Estudio 3b

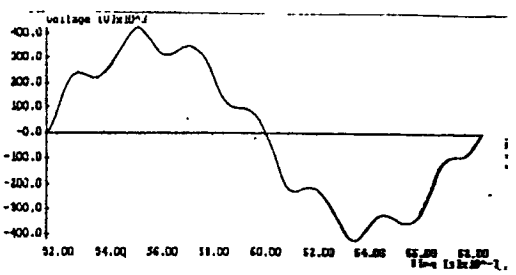


Figura 15 - Tensión fase B-neutro en el extremo receptor Taquaril correspondiente al Estudio 3b

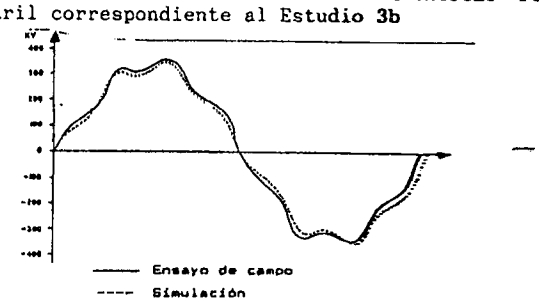


Figura 16 - Tensión fase B-neutro en el extremo emisor Jaguará obtenida de un ensayo de campo [7]

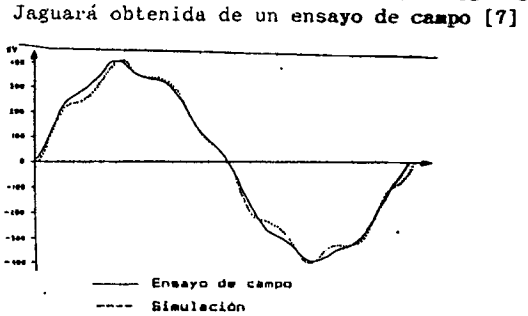


Figura 17 - Tensión fase B-neutro en el extremo receptor Taquaril obtenida de un ensayo de campo [7]

A partir de los resultados expuestos y de las salidas numéricas obtenidas se concluye que:

- las formas de las curvas de las simulaciones son muy similares, en particular para los estudios 2,3a y 3b.
- las diferencias en los valores de simulación para un mismo instante de tiempo son pequeñas ,del orden de un 5 % .
- las curvas de las simulaciones así como los valores máximos y mínimos correspondientes concuerdan con los resultados presentados del ensayo de campo.

3.2 Sobretensiones de maniobra

Se calcularon las sobretensiones de maniobra provocadas por la energización de la línea de transmisión (L) desde el extremo emisor Jaguará con el extremo receptor Taquaril en vacío. El esquema del sistema, utilizado en los cálculos, está indicado en la figura 18.

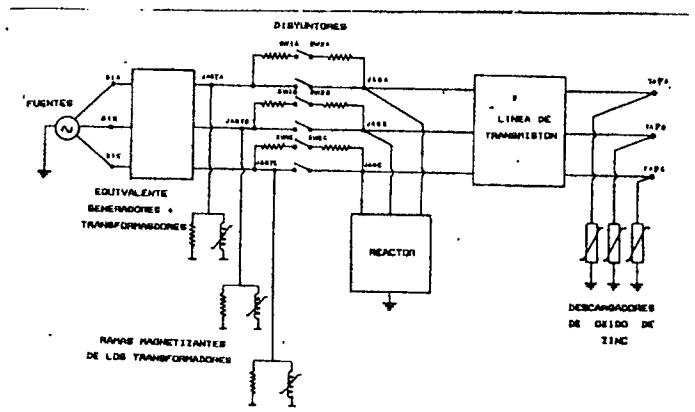


Figura 18 - Esquema del sistema eléctrico para estudios de sobretensiones de maniobra

En las simulaciones realizadas se adoptaron los siguientes valores:

- módulo de las fuentes de Thévenin igual a 0.95 p.u.
- paso de integración igual a 50 microsegundos
- tiempo de estudio igual a 1.5 ciclos

Fueron hechos los siguientes estudios determinísticos, en los cuales los tiempos de cierre del interruptor fueron extraídos de la referencia [7] :

Estudio 1 : Los descargadores (P) no fueron representados y los inductores no lineales fueron representados por el modelo "piecewise-linear" de cinco pendientes.

Estudio 2 : Los descargadores (P) no fueron representados y los inductores no lineales fueron representados a través de la subrutina NONLIN.

Estudio 3 : Los descargadores (P) fueron modelados através de la subrutina CONNEC(*) y los inductores no lineales fueron representados por el modelo "piecewise-linear" de cinco pendientes.

Estudio 4 : Los descargadores (P) y los inductores no lineales fueron representados a través de la subrutina NONLIN.

Las funciones de aproximación de las características λ x i y v x i tienen los siguientes valores de parámetros obtenidos con el programa APROX [1] :

(*) - Este subrutina modela descargadores de óxido de zinc y ha sido incorporada al programa de transitorios electromagnéticos de la EFEI

alfa	a	beta	b
19.61768	699.4287	19.16011	422999.8

En las figuras 19 y 20 se muestran los gráficos de las funciones de aproximación, indicando con REAL y APROX las curvas real y aproximada respectivamente.

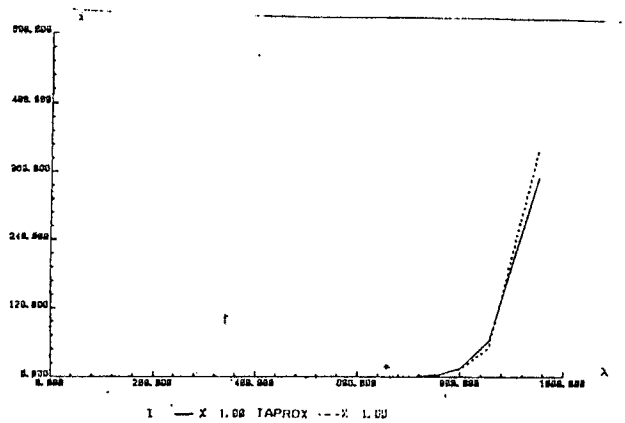


Figura 19 -Característica lambda x i real y aproximada

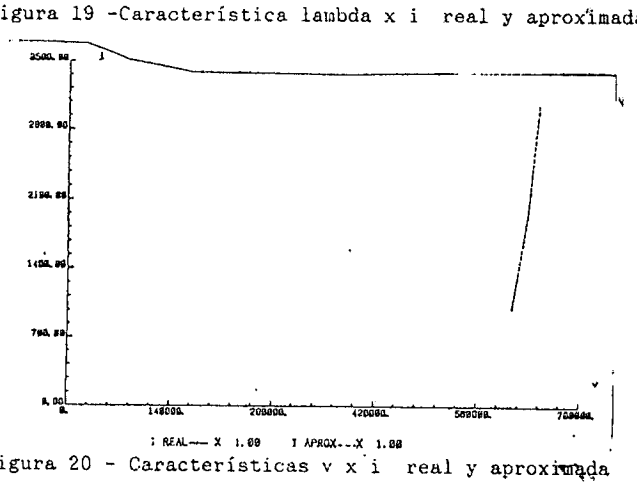


Figura 20 - Características v x i real y aproximada

En los estudios 1 y 2 fueron obtenidos los siguientes valores máximos y mínimos de tensión fase-neutro en la barra Taquaril :

Máximo(kV)	FASE A	FASE B	FASE C
Estudio 1	288.20	512.13	604.11
Estudio 2	288.33	513.28	607.80
Ensayo[7]	258.25	449.56	-

Mínimo (kV)	FASE A	FASE B	FASE C
Estudio 1	-530.19	-373.16	-398.44
Estudio 2	-531.44	-371.01	-398.44
Ensayo [7]	-516.51	-	-382.60

Em las figuras 21 y 22 se muestran las tensiones fase-neutro en la barra Taquaril, obtenidas de las simulaciones, correspondientes a los estudios 1 y 2 respectivamente. En la figura 23 se presentan las tensiones fase-neutro en la misma barra obtenidas de la referencia [7].

En las figuras 21 y 22 se muestran las tensiones fase-neutro en la barra Taquaril, obtenidas de las simulaciones, correspondientes a los Estudios 1 y 2 respectivamente.
En la figura 23 se presentan las tensiones fase-neutro en la misma barra obtenidas de la referencia [7].

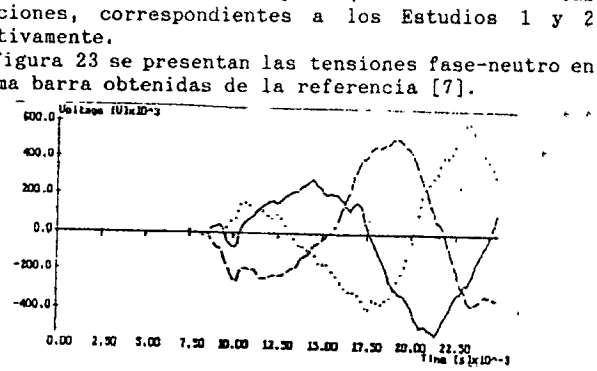


Figura 21 - Tensiones fase-neutro en el extremo receptor Taquaril,correspondientes al Estudio 1

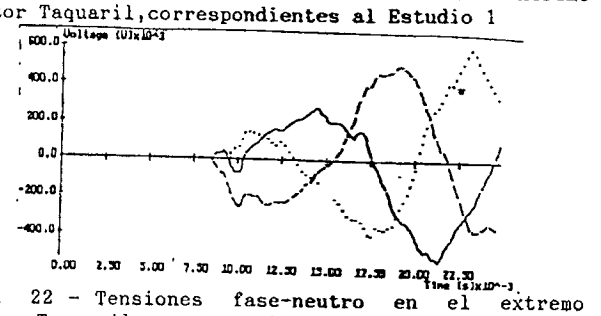


Figura 22 - Tensiones fase-neutro en el extremo receptor Taquaril, correspondientes al Estudio 2

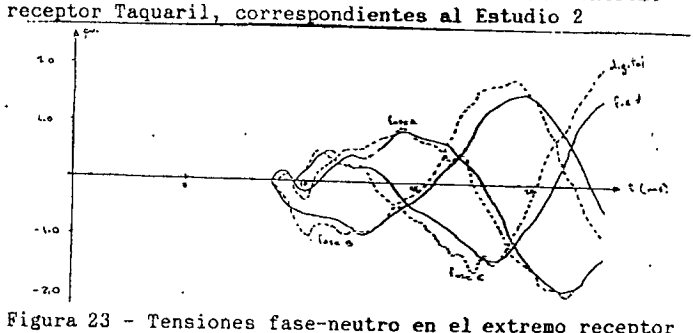


Figura 23 - Tensiones fase-neutro en el extremo receptor Taquaril, obtenidas de un ensayo de campo [7]

A partir de los resultados expuestos y de las salidas numéricas obtenidas se concluye que:

- las formas de las curvas de las simulaciones son muy similares.
- las diferencias en los valores de simulación para un mismo instante de tiempo son pequeñas, del orden de un 5 %.
- existen diferencias entre los resultados de las simulaciones y los valores obtenidos del ensayo de campo. En la referencia [7] se argumentó para tales diferencias, dificultades en la calibración de los instrumentos de medida.

En los estudios 3 y 4 fueron obtenidos los siguientes valores máximos y mínimos de tensión fase-neutro en la barra Taquaril :

Máximo (kV)	FASE A	FASE B	FASE C
Estudio 3	288.20	501.21	548.48
Estudio 4	288.33	502.02	549.60

Mínimo (kV)	FASE A	FASE B	FASE C
Estudio 3	-513.19	-374.54	-398.40
Estudio 4	-513.96	-369.23	-397.65

Para estos estudios también se presentan los valores máximos (en valor absoluto) de las corrientes por los descargadores :

Máximo (A)	FASE A	FASE B	FASE C
Estudio 3	40.62	25.81	145.11
Estudio 4	41.78	26.61	150.94

En las figuras 24 y 25 se muestran las tensiones fase-neutro, en la barra Taquaril, obtenidas de las simulaciones correspondientes a los Estudios 3 y 4, respectivamente.

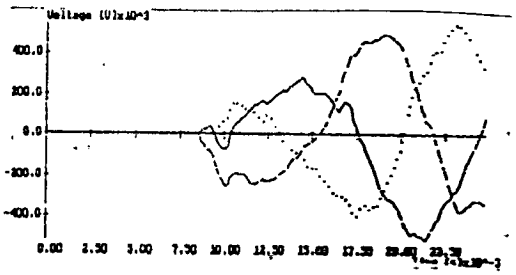


Figura 24 - Tensiones fase-neutro en el extremo receptor Taquaril,correspondientes al Estudio 3

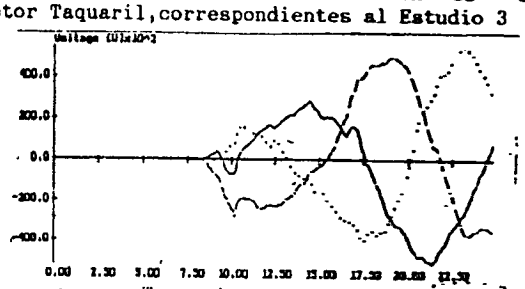


Figura 25 - Tensiones fase-neutro en el extremo receptor Taquaril, correspondientes al Estudio 4

En las figuras 26 y 27 se presentan las corrientes por los descargadores.

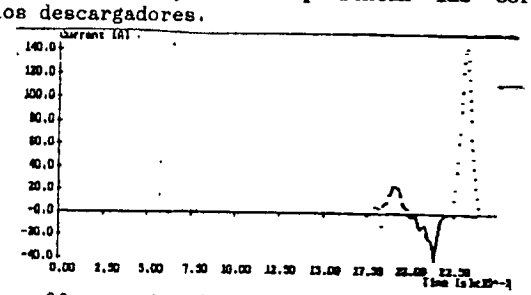


Figura 26 - Corrientes por los descargadores, correspondientes al Estudio 3

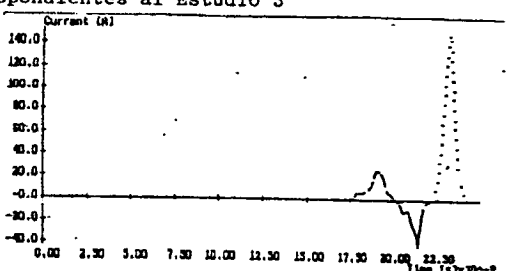


Figura 27 - Corrientes por los descargadores, correspondientes al Estudio 4

De los resultados expuestos se concluye que :
- las formas de las curvas son muy similares.
- las diferencias en los valores para un mismo instante de tiempo son pequeñas del orden de un 5 % .

Comparando, los valores de tensión en la barra Taquaril, de los Estudios 3 y 4 con los estudios 1 y 2 se puede observar como los descargadores limitan las sobretensiones de maniobra.

4.CONCLUSIONES

En base a los resultados obtenidos con la subrutina NONLIN, es posible afirmar que los modelos implementados se tornan una buena alternativa en relación a los modelos ya existentes.

5. BIBLIOGRAFIA

1 - G.Calzolari.- "A Análise dos Modelos de Transformadores de Potência para Estudos de Transitórios Eletromagnéticos"
Dissertaçao de Mestrado - EFEI - 1990.

2 - H.W.Dommel .- "Nonlinear and Time Varying Elements in Digital Simulations of Electromagnetic Transients"
IEEE Trans. PAS Vol 90, N 6, pp 2561-2567, Nov/Dec 1971 .

3 - H.H. Skilling .- "Circuitos en Ingeniería Eléctrica"- Ed.Continental - México 1962.

4 - W.F. Tinney .- "Compensation Methods for Network Solutions by Triangular Factorization "
Proc. Power Industry Computer Applications Conference, Boston, Mass, May 24-26, 1971.

5 - H.W. Dommel -"Electromagnetic Transients Program Reference Manual EMTP Theory Book)"- 1986

6 - H.W. Dommel, I.I. Dommel .- "Transients Program User's Manual" -University of British Columbia, Vancouver, Canada 1987.

7 - C.Cunha e H.W. Dommel .- "Reproduçao por Computador de Testes de Campo na L.T. 345 kV Jaguará-Taquaril" - Paper BH/GSP/12 apresentado no "II Seminário Nacional de Produçao e Transmissao de Energia Elétrica" em Belo Horizonte, Brasil,1973.

8 - H.W. Dommel, A. Yan, R.J. Ortiz de Marcano,A.B.Miliane .- "Case Studies for Electromagnetic Transients"-
University of British Columbia, Vancouver,Canada - May 1983.

MEDIDOR DE FACTOR DE POTENCIA, DE ALTA PRECISION

Daniel Slomovitz
UTE LABORATORIO, Paraguay 2385,
Montevideo, URUGUAY

Resumen. En este trabajo se muestra el desarrollo de un medidor de factor de potencia basado en la detección de los cruces por cero de las ondas de tensión y corriente. Se incorporan filtros en las entradas para evitar los errores provenientes de distorsiones en las ondas de entrada.
Agregando voltímetros digitales de última generación (errores RMS inferiores a 20 ppm) es posible medir potencia con errores inferiores a 50 ppm.

1. INTRODUCCION

La medida del factor de potencia (PF) es de gran importancia en sistemas industriales y redes de alta tensión. El contraste y la calibración de medidores de PF requiere de un sistema patrón de referencia. A estos efectos, generalmente se usa un conjunto formado por un voltímetro, un amperímetro y un vatímetro. El error total es la suma de los errores de cada instrumento. Esto presenta el inconveniente que, para lograr bajos errores, son necesarios instrumentos de muy alta precisión.

Por otro lado, existen sistemas de medida del factor de potencia en forma directa, pero en general no son de alta precisión. La distorsión en las ondas de corriente y de tensión los afecta en forma importante.

Múltiples trabajos tratan sobre la medición electrónica del desfasaje entre ondas sinusoidales. En general, están basados en el principio de detectar los cruces por cero de las señales de entrada y medir el tiempo entre cruces. Sobre este principio básico existen varias mejoras. Rudkin [1] propone un método para eliminar la influencia de la componente continua y de los armónicos pares en la medida. Siuzdak [2] estudia el problema del ruido presente en las señales de entrada y cómo esto afecta la detección de los cruces por cero.

Una buena discusión de los errores que afectan a este tipo de instrumentos, en particular la distorsión armónica, fue expuesta por Mc. Kinney [3]. Alrededor de PF=0.5, los errores pueden llegar hasta valores tan altos como el 1 % si la distorsión en la onda de corriente es del 10%. Por este motivo no se han desarrollado medidores patrones basados en este principio.

Este trabajo fue presentado en el TERCER ENCUENTRO DE POTENCIA, INSTRUMENTACION Y MEDIDA del IEEE Sección Uruguay; desarrollado en Montevideo, entre el 29 y 30 de setiembre de 1993.

Sin embargo, en este trabajo se propone un método que disminuye la influencia de la distorsión y permite mediciones con muy bajos errores.

Adicionalmente, el desarrollo de un equipo de medida directa del PF permite el contraste de vatímetros, si se utiliza conjuntamente con un voltímetro y un amperímetro. Esta técnica invierte el problema en la medición del factor de potencia, a partir de la medida del voltaje, la corriente y la potencia. El sistema propuesto asigna el papel de patrón al medidor de PF, permitiendo medir potencia activa, mediante el agregado de la medida del voltaje y la corriente.

2. COMPORTAMIENTO BAJO CONDICIONES NO SINUSOIDALES

Los medidores de factor de potencia directos, son muy afectados por la distorsión de las ondas. Un análisis, comparando diversos tipos de instrumentos, se ha presentado en [4]. En particular en lo que sigue se analizan, en detalle, los instrumentos electrónicos basados en la detección de cruces por cero. Pequeñas distorsiones en las ondas provocan errores muy grandes en el factor de potencia.

Para calcular exactamente los errores cometidos debería conocerse la amplitud y ángulo de fase de cada armónico, en cada caso. Esta información, en general, no está disponible por lo cual no es posible calcular exactamente estos errores. Sin embargo, es posible acotar los mismos cuando la distorsión no es muy grande.

El valor del factor de potencia real PFa está definido por

$$PFa = \frac{P}{Vrms\ Irms} \qquad (1)$$

donde P es la potencia activa, Vrms e Irms los valores eficaces del voltaje y la corriente. Ese valor se puede expresar como:

$$PFa = \frac{P_1}{V_1 I_1}\,\frac{V_1 I_1}{Vrms\ Irms}\left(1+\sum_{n\neq 1}\frac{Vn\ In\cos\phi n}{P_1}\right) \qquad (2)$$

donde V_1, I_1, P_1 son las componentes fundamentales del voltaje, corriente y potencia, y Vn e In las restantes componentes armónicas.

El primer factor es igual al coseno del ángulo entre las componentes fundamentales de voltaje y corriente ($\cos \phi 1$). Este es el único factor que mide el tipo de instrumento referido. Una cota del error de dicha medida [3], está dado por la siguiente ecuación

$$|\delta| \leq \sum_{n=2}^{\infty}(In/I1) + \sum_{n=2}^{\infty}(Vn/V1) \qquad (3)$$

Donde δ es la diferencia angular, en radianes, entre el ángulo medido por el instrumento y el ángulo $\phi 1$ comprendido entre las ondas fundamentales. El error máximo porcentual E_1, referido a fondo de escala, será

$$E_1 = 100[\cos(\phi 1+\delta) - \cos \phi 1] \qquad (4)$$

La fig. 1 muestra la evolución de los errores E_1, para una distorsión armónicas en la corriente del 10% y onda de tensión sinusoidal. El error depende del valor del factor de potencia real. Alrededor de PFa=0.5, los errores pueden llegar hasta valores tan altos como el 9%. En el caso que también la onda de tensión fuera distorsionada, se sumaría el error producido por ésta. Si la distorsión fuera del mismo orden que la de corriente, el error total se duplicaría. Sólo el error en la medida de este primer factor de la ecuación (2), muestra que este tipo de instrumento es inaplicable en mediciones en que exista una ligera distorsión armónica.

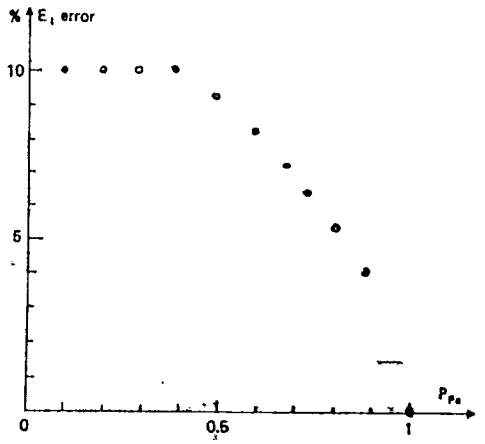


FIGURA 1
Errores E_1, para una distorsión armónica en la corriente del 10% y onda de tensión sinusoidal.

El segundo factor, de la ecuación (2), es posible calcularlo mediante los valores RMS y las componentes fundamentales del voltaje y de la corriente. Este factor depende únicamente de la distorsión armónica de las ondas (Dv: voltaje, Di: corriente). Es fácil ver que:

$$V_1/Vrms=(1-Dv^2)^{1/2} \qquad (5)$$

$$I_1/Irms=(1-Di^2)^{1/2} \qquad (6)$$

Las ecuaciones (5) y (6) permiten calcular el error porcentual E_2, referido a fondo de escala, cometido por desestimar este factor, (tomarlo igual a 1).

$$E_2 = 100\ PFa\ [1-(1-Dv^2)^{1/2}\ (1-Di^2)^{1/2}] \qquad (7)$$

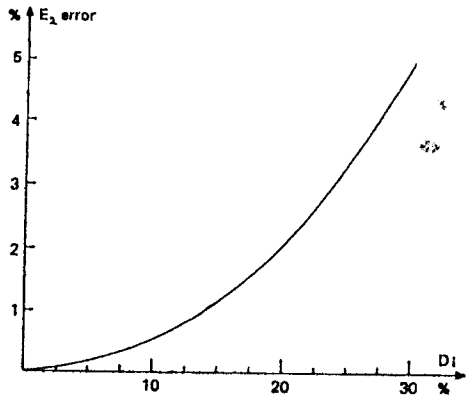


FIGURA 2
Errores E_2 contra la distorsión Di, considerando Dv=0.

La fig. 2 muestra la evolución de E_2 contra la distorsión Di, considerando Dv=0. Si Di es menor que 10%, los errores serán menores al 0.5%, lo cual muestra que este factor produce errores mucho más pequeños que el primero.

El último factor de la ecuación (2) depende del desarrollo armónico del voltaje y la corriente, sin embargo es posible acotar el error que se comete al desestimarlo. Dicho error porcentual, referido a fondo de escala vale aproximadamente

$$E_3 = -100 \sum_{2}^{\infty} \frac{Vn\ In \cos \phi n}{Vrms\ Irms} \qquad (8)$$

este valor se puede acotar, observando que

$$2\frac{Vn\ In}{Vrms\ Irms} = (In/Irms)^2+(Vn/Vrms)^2 - (In/Irms-Vn/Vrms)^2 \qquad (9)$$

por lo tanto

$$\frac{Vn\ In}{Vrms\ Irms} \leq 1/2[(In/Irms)^2+(Vn/Vrms)^2] \qquad (10)$$

usando (8) y (10) se concluye

$$|E_3| \leq 100[1/2\ (Dv^2 + Di^2)] \qquad (11)$$

Los valores son similares a E_2, aunque de signo contrario, dado que E_3 es negativo. Si bien puede existir cierta compensación entre E_2 y E_3, no pueden descontarse directamente por ser este último un valor cota.

3. SISTEMA DE MEDIDA PROPUESTO

La implementación de un sistema de medida que elimina los errores E_1 y E_2 ha sido publicada en un trabajo anterior [4]. Para eso, el sistema dispone de filtros pasabajos y un procesamiento de las magnitudes RMS y las ondas fundamentales. La figura 4 muestra un diagrama de bloques. Los filtros dejan

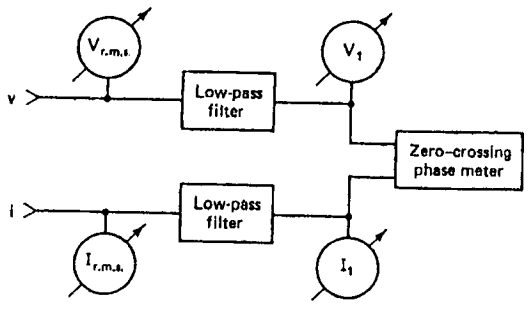


FIGURA 4

Diagrama de bloques. Los filtros dejan pasar solo las componentes fundamentales y los instrumentos miden los valores necesarios para calcular el segundo factor de (2).

pasar solo las componentes fundamentales y los instrumentos miden los valores necesarios para calcular el segundo factor. Este sistema se implementó de acuerdo al diagrama de bloques de la fig. 5. Este diagrama es similar al de la fig. 4, pero utiliza un solo filtro pasabajos y un solo voltimetro. El diagrama de la fig. 4 requiere que los dos filtros estén perfectamente apareados tanto en su ganancia de voltaje como en el defasaje introducido en la banda de paso. Tambien los 2 voltimetros y los 2 amperímetros deberian ser de gran precisión, para no introducir errores importantes. Estas condiciones son difíciles de lograr.

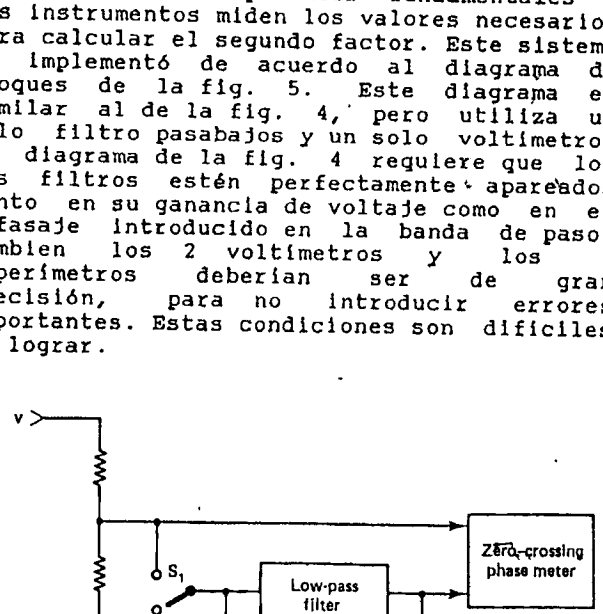


FIGURA 5

Diagrama de bloques del instrumento implementado.

Se propone en cambio utilizar un solo sistema de filtro y medida, el cual debe conmutarse entre las 2 entradas. Como referencia fija de fase se utiliza una de las señales de entrada. La conmutación y el procesamiento puede automatizarse.

El tercer factor de la ecuación (2) queda sin compensar, pero debe tenerse en cuenta que el error por ello es muy pequeño en casos reales. En efecto, si la onda de tensión posee distorsión muy pequeña, como ocurre en general en instalaciones de potencia [5], el error introducido por este factor es despreciable. Igualmente es así, si la distorsión en la tensión es producida por caídas en impedancias de la red inductivas puras. Solo impedancias internas de la red del tipo resistivo, producen distorsiones que apartan al tercer factor del valor 1. Un valor de resistencia de la red del 3% produce tan sólo un 0.05% de error [4], con distorsiones del 10 % en la onda de corriente.

El propósito inicial consistió en utilizar este sistema en mediciones con grandes distorsiones, en las que no se requería gran precisión. Sin embargo, se muestra en este trabajo que mejorando el filtro y el procesamiento electrónico, es posible usarlo como patrón en condiciones de laboratorio de baja distorsión.

Descripción

El filtro usado es del tipo Tchebyscheff de orden 6, con distintas frecuencia de corte entre 70 Hz y 7 kHz, lo cual permite el uso en un rango entre 50 Hz y 5 kHz.

La atenuación al tercer armónico es de 200 veces y es mayor para los restantes armónicos. Todos los operacionales producen muy bajo ruido, dado que éste afecta la medida en similar forma que los armónicos.

La salida del filtro ataca un circuito detector de cruces por cero de alta velocidad. Este circuito está basado en un operacional rápido, con bloqueo de la componente continua. Esto último es necesario para eliminar errores provenientes de voltajes de offset. Un circuito similar, se usa en el canal de referencia.

Las salidas de los recortadores se conectan a un contador de tiempos usando aislación óptica. Esto permite desvincular las conexiones de tierra, imprescindible para lograr bajos errores. El contador es un instrumento comercial, que trabaja como fasímetro, del tipo detector de cruces por cero, con una precisión mejor a 1 µrad. Mediante una puerta IEEE 488 es posible automatizar toda la medida.

Se tomaron precauciones para desvincular totalmente los dos canales. Pequeñas interferencias entre canales, producen errores que inhabilitan el uso del sistema como patrón

4. SISTEMA PATRON DE REFERENCIA

En el mantenimiento de patrones de potencia de baja frecuencia, se usan diversos sistemas basados en equipos muestreadores, sumadores o multiplicadores por modulación de ancho y amplitud TDM. En general se utilizan en los laboratorios, con fuentes muy estables, sinusoidales [6].

Con el sistema de medida propuesto, es posible medir potencia mediante el agregado de un voltimetro de respuesta al valor eficaz. Los errores que se logran son similares a los sistemas antes mencionados, si se usan voltimetros de última generación con errores inferiores a 20 ppm. El sistema propuesto presenta la ventaja de su simple implementación y su buena respuesta en frecuencia. Referente a este último aspecto, es común evaluar vatímetros por su

performance al variar la frecuencia. Vatímetros patrones con errores menores a 100 ppm a 50 Hz, pueden llegar hasta errores del 1% si la frecuencia llega a 2 kHz. Otros en cambio, mantienen errores bajos al variar la frecuencia. Sin embargo, por ser los vatímetros sistemas no lineales, la respuesta en frecuencia no indica la aptitud de medida de ondas no sinusoidales. En realidad es este último aspecto el que más importa. Pese a esto, una mala respuesta en frecuencia generalmente implica errores grandes cuando las ondas poseen distorsión. El recíproco no es cierto. Casi todos los sistemas de medida, tienen problemas con determinadas formas de onda, aunque tengan buena respuesta en frecuencia.

La mayor ventaja del ensayo en frecuencia es su simplicidad. Por otro lado, generadores de formas de onda arbitrarias y de alta estabilidad no son comunes.

5. ANALISIS DE ERRORES

Para ensayos con onda sinusoidal de baja distorsión (≤0.1%), los errores que presenta el sistema propuesto son muy bajos. En particular, no es necesario tener en cuenta el segundo y tercer factor de la ecuación (2). Considerarlos con valor 1, produce errores inferiores a 1 ppm de acuerdo a las ecuaciones (7) y (11).

El error del primer factor de la ecuación (2), se calcula a partir de la (3) y (4). La atenuación del filtro al tercer armónico es de una 200 veces. Asumiendo que toda la distorsión de las fuentes (0.1%) es producida por dicho armónico, a la salida se atenuaría al 0.0005%. Esto da un ángulo δ=5 μrad, lo cual conduce a un error menor a 10 ppm. La influencia de los armónicos pares se elimina promediando los tiempos entre cruces por cero, con las ondas cruzando subiendo y bajando [1].

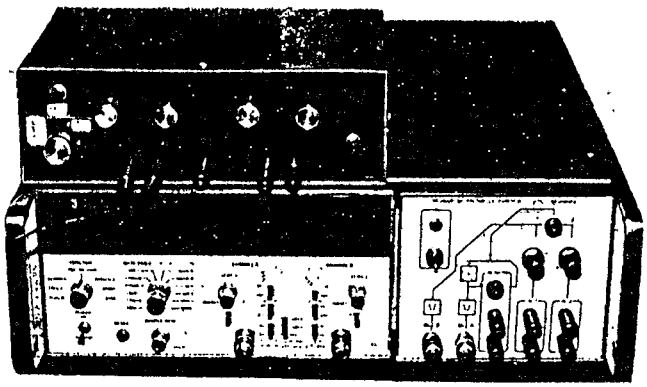
6. EVALUACION EXPERIMENTAL

La fig. 6 muestra una foto del equipo desarrollado de acuerdo al diagrama de bloques de la fig. 5. Las fuentes usadas son comerciales del tipo de laboratorio de alta estabilidad.

Se comparó la medida del factor de potencia entre 50 Hz y 5 kHz, contra un medidor basado en un sumador. Este último se describe en [7]. La tabla I muestra los resultados. Con factor de potencia 1, las diferencias son menores a 30 ppm en todo el rango. Con factor de potencia 0 inductivo y capacitivo, a 50 Hz, las diferencias son menores a 50 ppm.

CONCLUSIONES

El trabajo muestra el desarrollo de un medidor de factor de potencia basado en la detección de cruces por cero. Los errores cuando las fuentes tienen bajo contenido armónico, son muy pequeños. Esto habilita el uso de este sistema como patrón de referencia. Una intercomparación entre el equipo propuesto y el sistema descripto en [7] muestra diferencias inferiores a 50 ppm entre 50 Hz y 5 kHz.



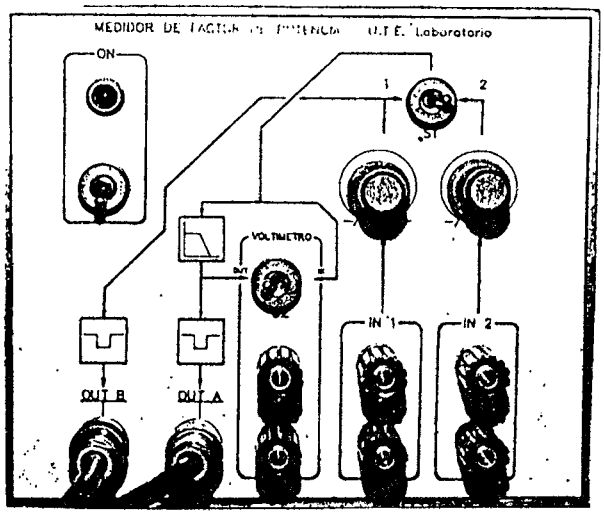


FIGURA 6
Foto del equipo desarrollado.

Frequency (Hz)	Difference (ppm)
57	0
220	+8
520	-1
2020	+12
5000	-28

TABLA I
Comparación del medidor de factor de potencia propuesto y un medidor basado en un sumador.

Referencias

[1] A NEW APPROACH TO PHASE MEASUREMENT. A. Rudkin, Marconi Inst., 14, pp.105-108, 1974.

[2] A NOISE RESISTANT PHASEMETER WITH SYNCHRONOUS DETECTION. J. Siuzdak, Int. J. Electronics, 57, pp. 737-743, 1984.

[3] DIGITIZED LOW-FREQUENCY PHASEMETER ASSEMBLED FROM LOGIC MODULES. J. McKinney, Jour. Resear. NBS, 71, pp. 227-238, 1967.

[4] BEHAVIOUR OF POWER-FACTOR METERS UNDER NON-SINUSOIDAL CURRENT AND VOLTAGE. Daniel Slomovitz, Int. J. Electronics, 70, pp.827-838, 1991.

[5] OPTIMUM SHUNT CAPACITOR FOR POWER FACTOR CORRECTION AT BUSSES WITH LIGHTLY DISTORTED VOLTAGE. R. Saleh, A. Emanuel, IEEE Pow. Del., 2, pp. 165-173, 1987.

[6] A POWER FACTOR STANDARD USING DIGITAL WAVEFORM GENERATION. N. Oldham, R. Turgel, IEEE Tran. Pow. App. Sys., 100, pp. 4435-4438, 1981.

[7] RMS VOLTMETER BASED POWER AND POWER-FACTOR MEASURING SYSTEM. P. Braga, D. Slomovitz, Int. J. Electronics, a ser publicado próximamente.

Implementation of Fourier Transform Rapid Scan NMR Spectroscopy Techniques in Continuous Wave NMR Spectrometers.

G. Moyna, J. Cernadas, L. Mussio and G. Hernández.
NMR Laboratory.
Facultad de Química.
Avda. General Flores 2124
Montevideo, URUGUAY.
In press, J. Chem. Educ.

Introduction:

Old continuous wave NMR spectrometers (i.e. Varian T-60, Varian A-60, etc.) are usually used only for very simple NMR analysis or student training. Connection to an IBM PC compatible computer through an AD/DA converter and simple programming can make these machines useful in a wide range of experiments.

Hardware and Software Considerations:

In our particular case, a Varian T-60 [1] was upgraded to Fourier Transform Rapid Scan capabilities. A **Data Translation DT2801** AD/DA converter board [2] and a simple home-made voltage-controlled current source were used to scan and co-add the spectra with the PC.

In order to scan the spectra, the voltage-controlled current source was driven with one of the AD/DA converter analog outputs [3]. This current source supplies a current proportional to the output voltage of the AD/DA analog output, and is used to sweep the magnetic field of the T-60 spectrometer. At the same time, data of the NMR are obtained with one of the AD/DA analog inputs, and kept in the PC memory for later co-adding with data from successive scans. To correct magnetic field drift, spectra are accumulated using the **Field Cure** technique, in which the spectra to be co-added are shifted left or right in the computer memory using one of the spectrum peaks as a reference [4].

Continuous wave spectra with improved sensitivity are obtained in this way. They are still affected by well-known continuous wave artifacts, such as strong ringing present after sharp peaks. These artifacts can be removed by processing the spectra in the computer with Fourier Transform and Cross-Correlation algorithms [4,5,6]. The equation that rules ringing in the time domain has the following form:

$$R(t) = \exp(ibt^2)$$

where **i** is $\sqrt{(-1)}$, **b** is the sweep rate in radians per second, and **t** is the time in seconds.

To Cross-Correlate this function with the spectrum, the latter must be taken to the time domain. This is done by an inverse Fourier Transform of the spectrum in the frequency domain. The spectrum in the time domain can be filtered with well-known FT NMR apodization functions, thus improving sensitivity or resolution [7]. After Cross-Correlation (complex multiplication of the two functions in the time domain), data are taken again to the frequency domain by performing a direct Fourier Transform. A single scan CW spectrum and a multiple scan Cross-Correlated spectrum are compared in Figure 1.

Conclusions:

With a small investment, simple electronic circuits and some programming, an old CW NMR machine was transformed into a powerful instrument for simple routine analysis. Since all the data are in digital form, spectra can be stored in the computer disk to be recalled when needed. Simple program routines turn integration, J calculations and peak assignement very easy in comparison with the original machine's possibilities. The work described here can be easily adapted to other CW NMR machines, as well as different AD/DA boards and computer languages other than Turbo Pascal 6.0.

(a)

(b)

Figure 1: Comparison between a single scan spectrum of Ethyl Acetate (a) and a 64 scan Cross-Correlated spectrum of the same product (b).

Acknowledgments:

The authors wish to acknowledge the support of the CEC through grant CI1.0317.U. We also thank the invaluable advice of Héctor Casal from British Petroleum Research (US).

References:

[1] *T-60 NMR Spectrometer System Manual*, Palo Alto, California: Varian Inc., 1971.

[2] *DT2801 Series Manual*, 11th ed., Marlboro, Maryland: Data Translation Inc., 1991.

[3] P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics*, 2nd ed., Cambridge: Cambridge University Press, 1989.

[4] H. Barjat, P.S. Belton, and B.J. Goodfellow, "Use of Rapid Scan Correlation NMR Spectroscopy as a Cuantitative Analytical Method", *Analyst*, vol. 118, pp. 73-77, 1993.

[5] J. Dadok, and R.F. Sprecher, "Correlation NMR Spectroscopy", *J.Mag.Res.*, vol. 13, pp. 243-248, 1974.

[6] R.K. Gupta, J.A. Ferretti, and E.D. Becker, "Rapid Scan Fourier Transform NMR Spectroscopy", *J.Mag.Res.*, vol. 13, pp. 275-290, 1974.

[7] R.E. Hoffman, and G.C. Levy, "Modern Methods of NMR Data Processing and Data Evaluation", *Progress NMR Spectroscopy*, vol. 23, pp. 211-258, 1991.

Ensayos de Transformadores de Medida de Alta Tensión para el Diagnóstico de Fallas

Daniel Slomovitz, Jorge Fernández, Matilde Liz, Blanca Pereyra

UTE LABORATORIO, Paraguay 2385, Montevideo, URUGUAY

Resumen **Se presentan técnicas de ensayo aplicables a transformadores de medida en redes de alta tensión, destinadas a la detección de fallas dieléctricas incipientes. Se analizan distintos métodos de ensayo y se discuten casos reales de transformadores con fallas, evaluándose la sensibilidad de cada método.**

Se proponen técnicas combinadas para el mantenimiento de este tipo de transformadores, en campo.

1. INTRODUCCION

LOS transformadores de medida son equipos importantes en las redes eléctricas de alta tensión. Si bien no son tan costosos como los transformadores de potencia, son esenciales para los sistemas de protección. Por tal motivo, se han realizado grandes esfuerzos para la detección de fallas incipientes en estas máquinas.

Distintos métodos son aplicables para el diagnóstico de dichas fallas. Fundamentalmente pueden dividirse en dos tipos. Métodos de ensayo sobre el aceite del transformador y métodos de ensayo sobre la máquina completa.

En lo relativo a los ensayos sobre el aceite, la experiencia actual presenta una gran variedad de procedimientos y criterios. Existen diferencias en la definición de frecuencias de ensayo y niveles permisibles de degradación del aceite, dependiendo de las aplicaciones, políticas de operación, requisitos de confiabilidad y tipo de sistemas eléctricos.

Por otro lado, el método más común de ensayo de toda la máquina, es la determinación de la tangente delta a tensión reducida [13].

En los próximos capítulos se analizan distintos métodos de ensayo, discutiéndose casos particulares de transformadores averiados.

2. ACEITE

El aceite dentro del transformador cumple dos funciones básicas: refrigerante y aislante. Los trabajos de mantenimiento deben vigilar el estado de aceite para el buen cumplimiento de sus funciones. Adicionalmente, es posible determinar el estado de las restantes partes del transformador, mediante técnicas de análisis de gases disueltos en el aceite.

2.1. ENSAYOS

ACIDEZ

Es un ensayo que permite la determinación de la formación de productos ácidos. Es de aplicación simple y constituye una guía real de la condición del aceite. Se expresa mediante el índice de neutralización.

Las normas internacionales (IEC 422) recomiendan un valor menor a 0.5 mg KOH/g. Sin embargo, criterios de mantenimiento empleados por empresas eléctricas aconsejan valores límite menores, de acuerdo al voltaje del equipo, llegando a 0.15 mg KOH/g, para equipos de más de 500 KV.

RIGIDEZ DIELECTRICA

Este es, probablemente, el ensayo más utilizado por ser de muy simple realización. El ensayo es capaz de revelar dos aspectos: la capacidad de la muestra del aceite de soportar altos campos eléctricos, y la cantidad relativa de agua libre, suciedad o partículas conductoras presentes en esa muestra. El ensayo de rigidez, da una idea de la sequedad y limpieza relativas del aceite.

TANGENTE DELTA

Mide la cantidad de productos polares, incluidos los ácidos. En general se realiza a 90 °C. Hay productos que se disuelven a esta temperatura e influyen en el resultado.

TENSION INTERFASIAL

La tensión interfasial da una medida de la concentración de dipolos en el aceite.

La utilidad de este ensayo se debe al hecho de que todas las sustancias extrañas presentes en el aceite, tienen tendencia a bajar la tensión interfasial. Sin embargo, el ensayo no puede distinguir entre los distintos compuestos. Aceites en buen estado, tienen valores de tensión interfasial de aproximadamente 40 mN/m mientras que aceites envejecidos muestran valores de unos 15 mN/m.

Este trabajo fue presentado en el TERCER ENCUENTRO DE POTENCIA, INSTRUMENTACION Y MEDIDA del IEEE Sección Uruguay; desarrollado en Montevideo, entre el 29 y 30 de setiembre de 1993.

3. DETERMINACION DEL ESTADO DEL TRANSFORMADOR

Durante el funcionamiento del transformador, el aceite aislante y la aislación celulósica sufren descomposición química con formación de compuestos gaseosos. Estos gases se disuelven y difunden en el aceite y tienen un perfil de composición característico para cada tipo de falla, así como para el envejecimiento normal de acuerdo a la edad del transformador.

Mediante el análisis cromatográfico periódico de los gases disueltos en el aceite, es posible detectar las fallas, su tipo y severidad, antes de que progresen lo suficiente como para accionar las protecciones tradicionales.

3.1 GASES CARACTERISTICOS

Los gases son generados por tres procesos principales:

1. Degradación térmica (gases característicos: C_2H_4, CH_4, H_2, C_2H_6, C_3H_6)
2. Arco (gases característicos: H_2, C_2H_2, C_2H_4, C_2H_6, CH_4)
3. Descargas parciales (gases característicos: H_2)

3.2 DIAGNOSTICO

Existen varios criterios de diagnóstico. Entre los más usados están los de la IEC, Rogers, Dornemburg, Duval, Pugh y Laborelec [8] [15].

Los criterios de IEC, Rogers y Dornemburg utilizan relaciones entre las concentraciones de gases.

El criterio de Duval, calcula la cantidad relativa de cada gas en relación a la suma de los mismos. Fue desarrollado para identificar fallas en equipos que ya presentan problemas, por lo tanto siempre suministra un diagnóstico de defecto, aun cuando la unidad no presente problemas.

El criterio de Laborelec es más completo y considera, además de la composición individual de ciertos gases (H_2, CO y C_2H_2) el total de hidrocarburos C_2 y C_3 y la relación entre las concentraciones de CH_4 y H_2. Este presenta menos casos de inexistencia de diagnóstico.

El criterio de Pugh utiliza el perfil de composición relativa, y es útil en los casos en que los otros criterios no suministren diagnóstico.

4. TRANSFORMADORES CON FALLAS ANALIZADOS

Se describe en este capítulo un caso de transformadores de medida de corriente de la red de trasmisión de UTE de 150 kV, en Uruguay. A raíz de problemas reportados en transformadores de igual marca en otros países de Latinoamérica [12] se decidió retirarlos de servicio. Los transformadores generan gases aumentando la presión interna. El deterioro de la aislación junto con alguna situación exigida de servicio llega a producir la explosión de la máquina. El daño debido a esta falla implica, no sólo el costo de reposición de este elemento, sino el costo muy alto por la salida de servicio de la línea y lo que es más grave, el daño que los trozos de cerámica puedan causar en interruptores y otros dispositivos que se encuentren cerca de estos transformadores.

Al disponer de varios de estos transformadores en distintas etapas de deterioro, se pudo realizar un plan de ensayos de laboratorio para determinar correlaciones entre los distintos ensayos y la importancia de cada uno de ellos. Es así que se realizaron ensayos de descargas parciales, tg δ, rigidez dieléctrica del aceite y demás análisis convencionales del aceite y análisis cromatográfico de los gases disueltos.

4.1 ENSAYO DE DESCARGAS PARCIALES

El ensayo se realizó con un puente Biddal Nonius, variándose la tensión de ensayo desde cero a la tensión de servicio del transformador (87 kV) retornando luego a cero. Aquellos transformadores que presentan un valor alto de presión presentan un nivel excesivamente alto de descargas parciales. La tabla 1 resume los resultados de ensayos de descargas parciales. Se muestra el comportamiento de transformadores con distinto grado de defecto. El transformador rotulado A, mantiene un nivel de descargas bajo en todo el rango de tensión, aunque superior a lo admitido por las normas [10] [11] por ejemplo. En el otro extremo, el transformador rotulado F comienza a generar un alto nivel de descargas parciales a partir de 35 kV, llegando a valores de 7000 pC a la tensión nominal. Este valor es 700 veces mayor a lo admitido en la norma referida.

Muestra	Descargas parciales a 86 kV (pC)	Tensión de aparición de las descargas (kV)
A	50	-
B	6,000	37
C	6,500	35
D	50	45
E	3,000	45
F	7,000	35
G	2,500	36
H	3,500	34
I	0	-

Tabla 1

4.2 ENSAYO DE TANGENTE DELTA

Se determinó el valor de la tg δ con un puente Schering para distintas tensiones de ensayo. Clásicamente, en la medición de tg δ realizada en campo para determinar el estado de un transformador, se utiliza una tensión de 10 kV. Sin embargo, la figura 1 muestra que este parámetro varía considerablemente en función de la tensión de ensayo. En la unidad C, la variación de la tg δ entre 10 kV y la tensión nominal, supera el 600%. Por otro lado, el transformador A, no tiene variaciones mayores de tg δ, al variar la tensión. Como es conocido, la aparición de descargas parciales produce un crecimiento de la tg δ. Esto se corrobora en la curva

correspondiente a la unidad C, la cual presenta un fuerte crecimiento a partir de 35 kV, tensión de aparición de descargas parciales.

La comparación de valores de tg δ a 10 kV, muestra que los transformadores más deteriorados poseen, en general, mayores valores. La unidad A presenta una tg δ de 0.5%, mientras que la unidad C llega al 1.2%. Sin embargo, la unidad E presenta una tg δ de 0.018, superior a la del transformador C, mientras que posee menor nivel de descargas parciales. Es muy difícil determinar el estado del transformador sólo en función de la tg δ, ya que los valores considerados límites para este tipo de máquinas varían entre 0.9% y 2.0% dependiendo del modelo [14]. Ateniéndose solo al valor de tg δ, se hubiera clasificado como buenas a las unidades A, D e I, siendo que todas presentan un alto contenido de gases combustibles disueltos, con diagnóstico de descargas parciales.

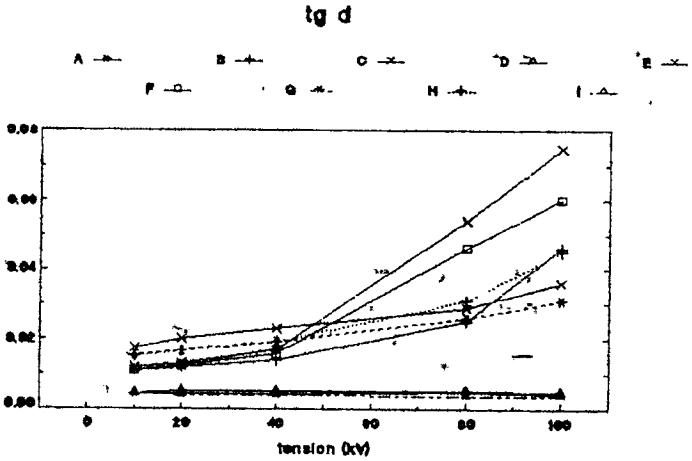


Figura 1

4.3 ENSAYOS SOBRE EL ACEITE

Rigidez dieléctrica

Se determinó la rigidez dieléctrica del aceite de distintas unidades, con bajo y alto nivel de descargas. Todos los resultados fueron superiores a los 70 kV, por encima de lo exigido por las normas (30 kV). Esto muestra que los severos defectos presentados por estos transformadores no afectan el resultado de este ensayo, no aportando ningún dato que pueda ayudar a inferir el estado del transformador.

Acidez

Se determinó el índice de neutralización del aceite de los transformadores según Norma IEC 296-82. Todos los resultados obtenidos (<0.02) están muy por debajo de los límites recomendados por la Norma IEC 422 (índice de neutralización <0.5 mg KOH/g), no detectándose diferencias apreciables entre los transformadores con distinto grado de defecto.

Tensión interfasial

Se determinó la tensión interfasial del aceite de los transformadores de acuerdo con la Norma ISO 6295. Todos los resultados obtenidos (>22 mN/m) están de acuerdo con lo solicitado por la Norma IEC 422 (tensión interfasial >15 mN/m).

Contenido de agua

Se determinó el contenido de agua del aceite de los transformadores según Norma IEC 733. Todos los resultados (<15 ppm) están dentro de los límites recomendados por la Norma IEC 422 (contenido de humedad <30ppm).

Análisis cromatográfico de gases disueltos

Se realizó el análisis cromatográfico de los gases disueltos en el aceite de todos los transformadores con un equipamiento Mitsubishi. Los resultados obtenidos (tabla 2) mostraron una cantidad de gases combustibles muy superior a las aceptadas [16],

Muestra	H_2	Total
A	7,300	7,900
B	78,000	110,000
C	54,000	86,000
D	9,600	11,000
E	80,000	125,000
F	15,000	32,000
G	61,000	91,000
H	46,000	61,000
I	3,000	3,400

Tabla 2

con serio peligro de explosión, en algunos casos. Se realizó un diagnóstico tentativo a pesar de que concentraciones tan elevadas distorsionan los resultados. El único criterio que codifica la falla es el de Rogers. Para todos los transformadores el resultado es: descargas parciales de baja densidad de energía.

4.4 DESARMADO DE UNA UNIDAD

Una vez realizados todos los ensayos sobre varios transformadores se desarmó uno de ellos para detectar indicios del tipo de falla. Se eligió la unidad C, que presentaba los valores de descarga muy altos.

Se encontraron acumulaciones de sustancias cerosas en varios puntos entre las distintas capas de la aislación de papel y entre éstas y las pantallas semiconductoras. Así mismo, se detectaron zonas en que el papel estaba ennegrecido. Todas estas zonas indican la presencia de descargas de baja energía. Todas estaban ubicadas en

la aislación del bobinado toroidal y en su unión con el cilindro aislante de los cables de salida. Este tipo de transformador de corriente posee el núcleo en la parte superior. Sin embargo, no se encontró ningún indicio de defectos, en la aislación cilíndrica de los conductores de salida.

Todas las capas semiconductoras se encontraron en perfectas condiciones, así como las pantallas metálicas y el resto de la estructura.

Estos datos indican que las descargas aparecieron por la existencia de altos campos eléctricos en algunas zonas del transformador.

Por otro lado, son descartables algunas hipótesis propuestas, en casos similares de otros países [12], para este modelo de transformador. En tal sentido, se propuso problemas mecánicos de vibración, rotura de sellos que permitiría la entrada de agua, pérdidas de nitrógeno de las bolsas de expansión, etc. El fabricante llegó a exigir un mantenimiento de revisión del nivel de presión de nitrógeno cada 6 meses. Todas estas medidas fracasaron, lo cual es explicable por el diagnóstico expuesto en este trabajo.

4.5 EVOLUCION DE LOS DEFECTOS

Para completar el estudio de la evolución de los defectos, se eligió uno de los transformadores con altos valores de descargas parciales, el que se desarmó, se secó y se le cambió el aceite. Posteriormente, estando esta unidad sin tensión se le realizaron análisis cromatográficos en varias oportunidades durante seis meses. Mediante esos ensayos se determinó una curva de crecimiento natural de la concentración de gases. Esta se debe a que al desgasificar el aceite, los gases atrapados en la aislación sólida del transformador se disuelven en el aceite. Se determinó una tasa de crecimiento de 500 ppm/semana.

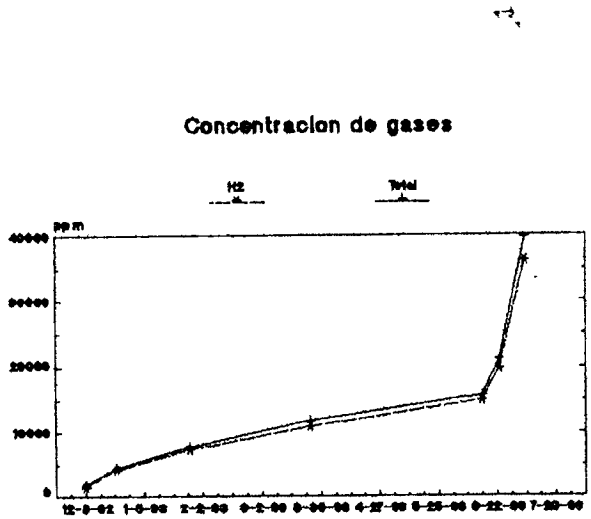


Figura 2

Posteriormente se aplicó al transformador la tensión nominal de 87 kV durante 4 semanas y se realizaron ensayos periódicos de tg δ, descargas parciales y análisis de gases. Los análisis cromatográficos mostraron un aumento importante en el crecimiento de la concentración de gases, a partir del momento en que se aplicó la tensión. Los ensayos de tg δ y descargas parciales tambien detectaron un cambio pero ambos métodos demostraron tener sensibilidad menor que la del análisis de los gases. La figura 2 muestra la curva de crecimiento de la concentración de Hidrógeno y de gases totales combustibles, mientras que las figuras 3 y 4 muestran las curvas de crecimiento de tg δ y descargas parciales.

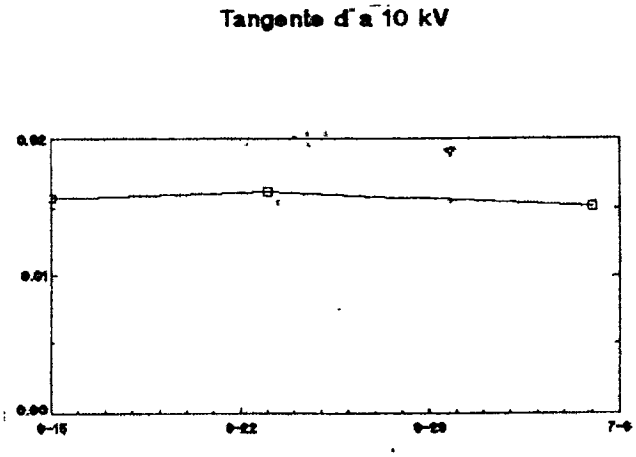


Figura 3

Inicialmente, el nivel de descargas parciales aumentó rápidamente y luego de unos días se estabilizó, no variando apreciablemente durante el resto del ensayo. Por otro lado, el valor de tg δ a 10 kV no varió en forma apreciable durante todo el período que duró la prueba.

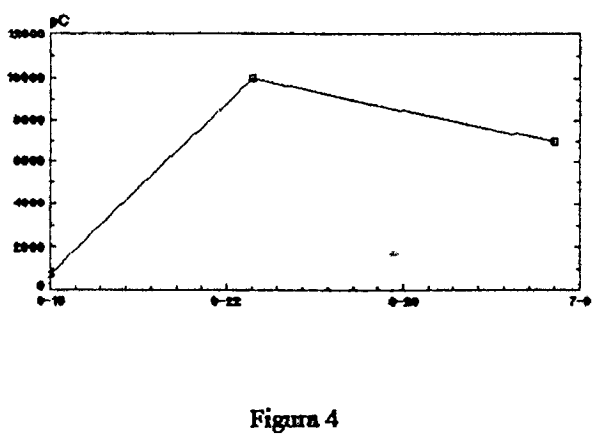


Figura 4

5. CONCLUSIONES

El modelo de transformador estudiado presenta problemas de fabricación que hacen aparecer descargas parciales, debido a altos campos eléctricos. Los gases generados provocan un aumento de la presión hasta valores excesivamente altos.

El ensayo de tg δ a 10 kV, tradicionalmente realizado en campo para determinar el estado de un transformador, demuestra no aportar información suficiente. El método tiene baja sensibilidad para detectar deterioros incipientes en los transformadores, a menos que se realice a otras tensiones más altas, lo cual es difícil en campo. De los transformadores estudiados, al menos 3 se hubieran clasificado "en buen estado", 3 alrededor del límite y sólo 3 en "mal estado". Esto muestra que dicho método de diagnóstico, usado en forma aislada puede conducir a serios errores.

Por otro lado, el trabajo muestra la alta sensibilidad del análisis de los gases disueltos, que permite detectar con anticipación los defectos incipientes en el interior del transformador. Los sistemas de mantenimiento de estas máquinas deberían incluir el análisis de gases disueltos, además de las inspecciones generales y otros ensayos convencionales.

6. REFERENCIAS

[1] IEC 156: Method for the Determination of the Electric Strength of Insulating Oils.

[2] IEC 247: Measurement of relative permittivity, dielectric dissipation factor and d.c. resistivity of insulating liquids.

[3] IEC 250: Recommended methods for the determination of the permittivity and dielectric dissipation factor of electrical insulating materials at power, audio and radio frequencies including metre wavelengths.

[4] IEC 296: Specification for Unused Mineral Insulating Oils for Transformers and Switchgear.

[5] IEC 422: Maintenance and Supervision Guide for Insulating Oils in Service.

[6] IEC 475: Method of Sampling Liquid Dielectrics.

[7] IEC 567: Guide for the Sampling of Gases and Oil from Oil-filled Electrical Equipment and for the Analysis of Free and Dissolved Gases.

[8] IEC 599: Interpretation of the Analysis of Gases in Transformers and other Oil-filled Electrical Equipment in Service.

[9] IEC 733: Determination of Water in Insulating Oils, in Oil-impregnated Paper and Pressboard.

[10]IEC 44-4: Instruments transformers, Part 4: Measurement of partial discharges.

[11]ISO 6295: Petroleum Products. Mineral Oil Determination of Interfacial Tension of Oil Against Water by the Ring Method.

[12]"Explosión transformadores de corriente subestación San Carlos 230 kV. Pedido ISA 1018 tipo IH-245", Documento no. GO-002, Medellín, Colombia, diciembre ed 1990. Interconexión Eléctrica S.A.

[13]"Experiencia em regeneracao de isolamento impregnado de transformadores de corrente de alta e extra-alta tensao com alto valor de perdas dieletricas", Vasiliy I. Shkola, Divisao de Apoio a Manutencao do Departamento de Transmissao, Brasil. Colaboracao de Furnas-Centrais Eletricas S.A. CIER, 1971.

[14]"Doble testing of instrument transformers", D. J. Kopaczynski, M. Rivers, Doble Engineering Company, 1983.

[15]"A review of methods for examining the analysis of gases in oil filled electrical equipment, with observations on the concentrations found and their dependance on time", I. Davies, Central Electricity Generating Board, South Eastern Region, November 1975.

[16]"Instrument transformers technology and service behaviour checking and monitoring", CIGRE Working Group 07, Electra No 124, pp. 80-89.

Daniel Slomovitz (M'86, SM'89) nació en Uruguay el 25 de mayo de 1952. Recibió el título de Ingeniero Eléctrico de la Universidad de la República, Montevideo, Uruguay en 1978.

De 1977 a 1985 fue docente en el Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República, en la cátedra de Componentes Eléctricos. Desde 1977 trabaja en el Laboratorio de UTE, siendo su director desde 1979. Ha realizado investigaciones en ensayos eléctricos y ha publicado más de 30 artículos.

Jorge Fernández (M'87) nació en Montevideo, Uruguay el 25 de junio de 1961. Recibió el título de Ingeniero Industrial opción Electrónica de la Universidad de la República, Montevideo, Uruguay en 1987.

Desde 1980 trabaja en UTE, desempeñándose en el Departamento de Electrotecnia del Laboratorio desde el año 1984. Ha dictado cursos relativos a instrumentación y publicó artículos en publicaciones del IEEE.

Matilde Liz recibió el título de Ingeniero Químico de la Facultad de Ingeniería, Universidad de la República Oriental del Uruguay, en 1980.
Desde 1975 hasta marzo de 1993, trabajó en el Departamento de Química, sector Aceites, del Laboratorio de UTE. Desde abril de 1993 está a cargo de la Subgerencia de Normalización del Staff de Explotación Industrial de UTE, enfocando su actividad hacia el Aseguramiento de la Calidad.

Blanca Pereyra nació en Montevideo, Uruguay. Cursó estudios en la Universidad de la República obteniendo el título de Químico Farmacéutico en 1972.
Entre 1964 y 1977 se desempeñó como docente de Química en la Universidad del Trabajo del Uruguay.
Realizó estudios de investigación en la cátedra de Análisis Microorgánico de la Facultad de Química.
Desde 1981 se desempeña como Jefe del Departamento de Química del Laboratorio de UTE en el que se realizan entre otros, ensayos de aceites de transformadores.